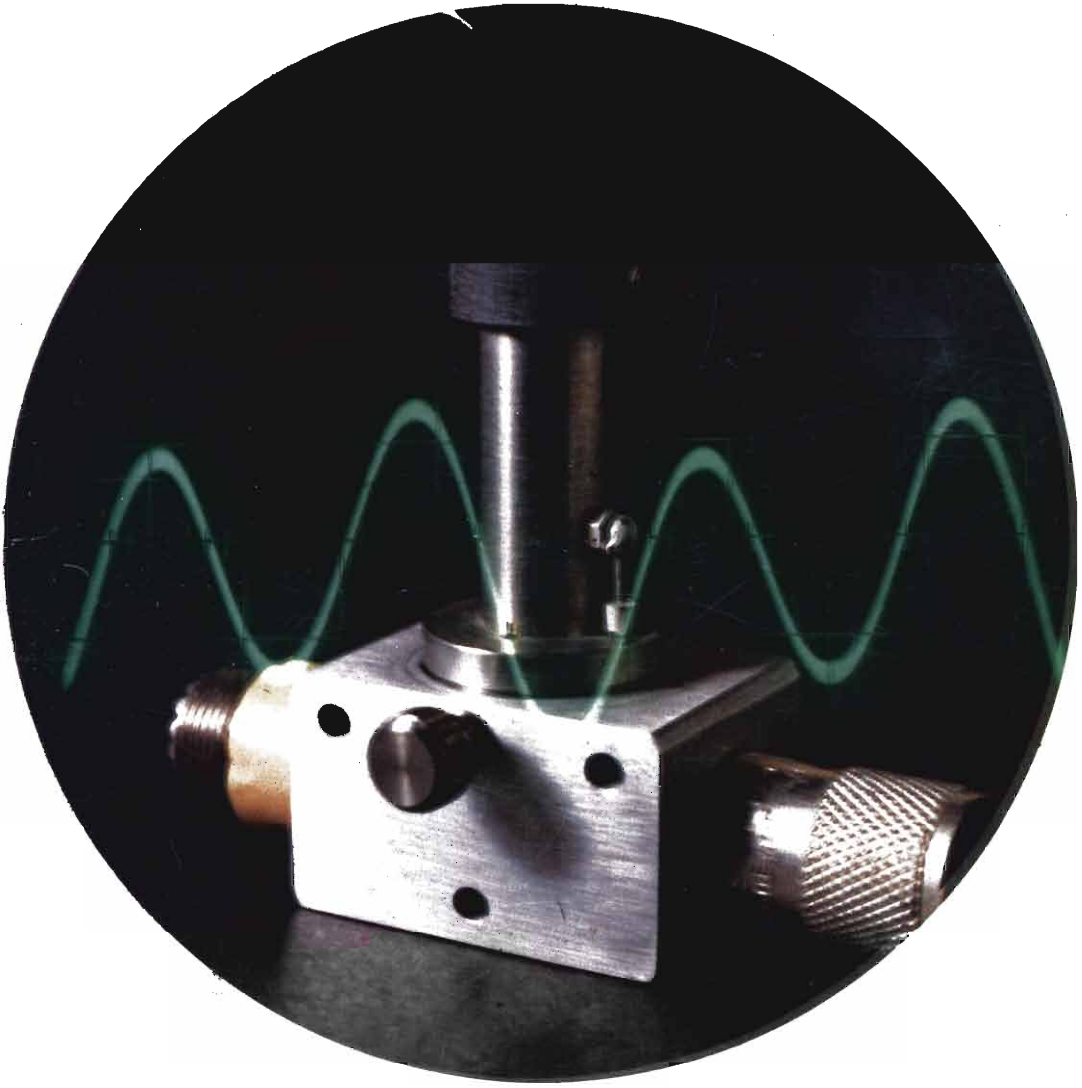
edizioni CD

ALIMENTATORI E STRUMENTAZIONE



LUIGI RIVOLA

edizioni CD - Via Cesare Boldrini 22 - BOLOGNA

LUIGI RIVOLA

Elettronica applicata
per radioamatori e dilettanti

STRUMENTI DI MISURA E UNITA' DI ALIMENTAZIONE

edizioni CD

Ringraziamenti

L'Autore ringrazia la Redazione di « cq elettronica » che ha reso possibile la pubblicazione di questo volume e ringrazia inoltre Carlo Bortoloni, Piergiorgio Roccato (I2RPG) e Umberto Zucchelli (I2ZU) che hanno validamente contribuito alla realizzazione di numerose apparecchiature elettroniche qui pubblicate.

I LIBRI DELL'ELETTRONICA

I - E. ACCENTI - *Dal transistor ai circuiti integrati* - 1969
II - A. BARONE - *Il manuale delle antenne* - 1971
III - L. RIVOLA - *Strumenti di misura e unità di alimentazione* - 1972

PROPRIETA' LETTERARIA RISERVATA

TIPOGRAFIA-LITOGRAFIA LAME - BOLOGNA

Prefazione

L'elettronica attraverso le proprie innumerevoli applicazioni offre continui motivi di interesse per molti dilettanti. È certamente piacevole l'idea di riuscire a costruire per proprio conto e con i propri mezzi qualcosa, anche di molto semplice, che funzioni nel modo desiderato.
Non sempre chi si accinge a costruire per conto proprio in questo campo riesce a realizzare la propria idea. Ciò può essere dovuto ad una serie di fattori tra cui l'insufficiente informazione, la mancanza di un'adeguata esperienza, la non disponibilità di strumenti di misura e di controllo.
L'ampio bagaglio di conoscenze acquisite dopo lunghi studi e dopo una sperimentazione accurata ha permesso all'Autore di realizzare numerose apparecchiature elettroniche che ora vengono raccolte in questo volume per fornire al lettore un valido aiuto per la realizzazione di ciò che desidera.
Gli strumenti di misura che vengono trattati in questo volume sono di importanza fondamentale non solo per il controllo delle apparecchiature che ogni dilettante o radioamatore può costruirsi, ma anche per la buona conduzione di un impianto ricetrasmittente.
L'uso degli strumenti di misura può infatti dare preziose informazioni sulla potenza effettivamente irradiata dall'antenna, sulla qualità e sulla profondità di modulazione, sulla stabilità degli oscillatori, sulle condizioni di lavoro degli stadi amplificatori di potenza, sullo spettro di emissione, etc.
È stato inoltre ritenuto importante trattare con adeguata profondità e chiarezza l'alimentazione in tensione continua data la generalità del suo impiego e data l'importanza delle sue applicazioni nel campo degli strumenti di misura.
La trattazione di quest'ultimo argomento è risultata peraltro una conveniente introduzione alla descrizione degli strumenti di misura rendendola più accessibile e più rapidamente consultabile.
Questo volume viene pertanto dedicato ai dilettanti ed ai radioamatori che sono interessati all'autocostruzione e che desiderano approfondire le loro conoscenze nel campo della strumentazione.

Vengono così fornite informazioni sul funzionamento, sulle caratteristiche e sui dettagli costruttivi, cercando di dare una spiegazione logica alla funzione dei vari componenti ed al principio ispiratore del circuito stesso.
Il lettore potrà così seguire da vicino i circuiti riportati e sarà in grado non solo di riprodurli, ma anche di progettarne ex-novo, sulla base delle proprie necessità, utilizzando le informazioni contenute nel testo.
Vengono tuttavia presupposte le conoscenze elementari nel campo dell'elettronica e cioè si presuppone che siano note le leggi fondamentali (ad esempio la legge di Ohm), il principio di funzionamento di un tubo elettronico o di un transistore, i circuiti fondamentali per l'inserimento di un voltmetro o di un amperometro, etc. ...
Nella maggior parte dei casi sono state riportate apparecchiature progettate e messe a punto dall'Autore stesso e precedentemente pubblicate su cq elettronica.
Per ciascuna delle apparecchiature realizzate dall' Autore vengono date tutte le informazioni ritenute necessarie per la loro riproduzione anche da parte di coloro che non abbiano una specifica preparazione nel campo della realizzazione pratica delle apparecchiature elettroniche.
Grande importanza è stata data ai circuiti allo stato solido senza dimenticare le applicazioni nelle quali i circuiti a tubi termoionici possono essere ancora di qualche interesse.

CAPITOLO I

1) Alimentatori di tensione continua

Ogni circuito elettronico sia esso a tubi termoionici che allo stato solido richiede una alimentazione in tensione continua. Questa tensione è necessaria per far scorrere gli elettroni dal filamento verso la placca di un tubo termoionico oppure per produrre uno spostamento di cariche elettriche tra gli elettrodi di un transistore.
La tensione continua può essere fornita direttamente da una batteria di accumulatori come pure da pile a secco. Quando però i consumi di energia sono notevoli si preferisce l'alimentazione a rete a 50 Hz.
Gli alimentatori di tensione continua utilizzanti la rete hanno pertanto un ruolo di primaria importanza in ogni circuito elettronico.
Per questo ne verranno ampiamente discussi i principi di funzionamento, le caratteristiche di applicazione, le norme da seguire nel calcolo della tensione continua di uscita e della tensione del ronzìo residuo, la stabilità e le prestazioni generali.
Verranno inoltre illustrati numerosi esempi di applicazione nel campo degli alimentatori sia stabilizzati che non stabilizzati utilizzando sia i tubi termoionici che i transistori.
Nel campo degli alimentatori stabilizzati allo stato solido vengono presentate alcune realizzazioni sperimentali che utilizzano interessanti soluzioni relative alla protezione automatica, al grado di stabilità ed al campo di variazione della tensione di uscita.

1.0 - Alimentatori non stabilizzati di tensione continua

Gli alimentatori di tensione continua non stabilizzati possono essere immaginati composti di un circuito raddrizzatore e di uno o più filtri aventi la funzione di ridurre il ronzio residuo.
La forma più semplice di un alimentatore di tensione è rappresentata in figura 1: si tratta di un diodo (D) e di un condensatore di livellamento (C) collegati ad una sorgente di tensione alternata.
Il diodo sia esso a vuoto che a giunzione costituisce la parte più importante di un alimentatore.

La caratteristica essenziale del diodo è quella di presentare un'elevata conduttività elettrica in senso diretto ed una trascurabile o molto più bassa conduttività nel senso inverso. Questa dissimetria della caratteristica tensione/corrente può essere sfruttata per raddrizzare correnti alternate. Infatti applicando una tensione alternata al diodo di figura 1 il diodo stesso si comporterà come un corto circuito durante la semionda positiva e come una resistenza di valore molto alto durante la semionda negativa.

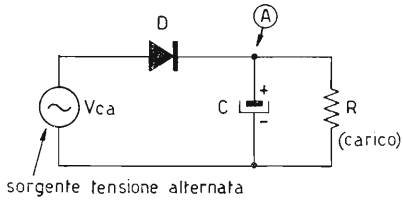


Figura 1

Schema elettrico fondamentale del circuito raddrizzatore a semionda.

La forma d'onda della tensione nel punto A della figura 1 senza il condensatore C è quella mostrata in figura 2A. In queste condizioni la tensione di uscita sarà $0{,}45 \cdot V_{ca}$. Inserendo il condensatore C si ha invece la forma d'onda illustrata in figura 2B. La tensione di uscita diverrà $1{,}41 \cdot V_{ca}$ (in assenza di erogazione di corrente) (1).

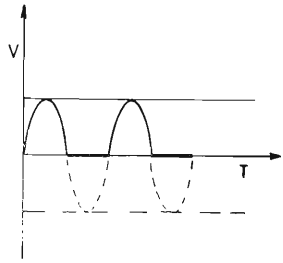


Figura 2 A

Forma d'onda nel punto A di figura 1, senza condensatore C.

Dalle figure 2A e 2B si vede chiaramente che il circuito di figura 1 rappresenta un raddrizzatore a semionda e che il condensatore di livellamento ha la funzione di trasformare la tensione pulsante (figura 1A) in tensione continua.
La tensione continua di uscita avrà quindi un ronzìo residuo ad una frequenza di 50 Hz come mostrato nella figura 2B

(1) Per V_{ca} si intende la tensione alternata espressa in volt efficaci. Sui coefficienti moltiplicativi verrà ampiamente discusso più avanti.

che è uguale a quella della tensione alternata di alimentazione. La tensione $\triangle V$ del ronzìo residuo è funzione del valore di C e del carico R.

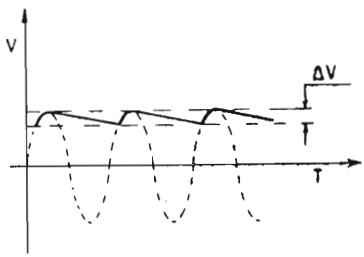


Figura 2 B

Forma d'onda nel punto A quando è presente il condensatore C.

Nello schema elettrico di figura 4 è illustrato il circuito di principio di un raddrizzatore simile a quello di figura 1, in cui però vengono raddrizzate entrambe le semionde (diodi in controfase). Le corrispondenti forme d'onda sono rappresentate in figura 5A e 5B come viste nel punto A di figura 4 rispettivamente senza condensatore C e con condensatore C. La tensione residua di ronzìo di questo raddrizzatore avrà quindi una frequenza di 100 Hz, ovvero doppia rispetto a quella della tensione alternata di alimentazione.

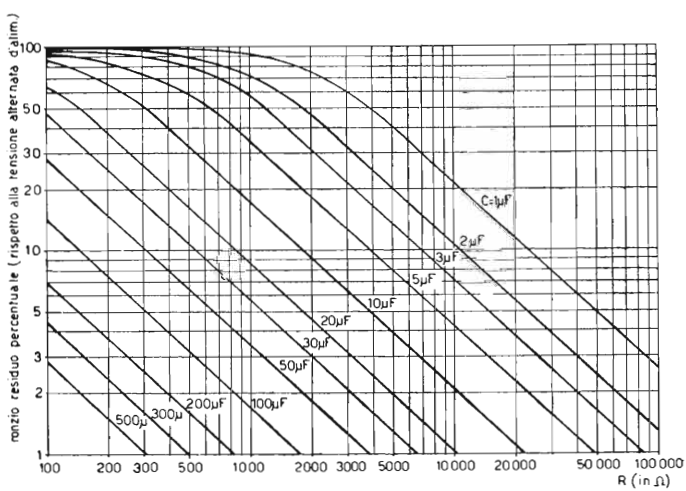


Figura 3

Tensione percentuale del ronzio residuo in funzione della resistenza di carico R e della capacità C (figura 4).

Questo particolare renderà più facile il livellamento della tensione continua di uscita.
Il valore della tensione di ronzio residuo è funzione della capacità di livellamento e della resistenza di carico inserita all'uscita dell'alimentatore stesso come mostrato dai diagrammi di figura 3 relativi ad un raddrizzatore ad onda piena (100 Hz) come quello di figura 4.

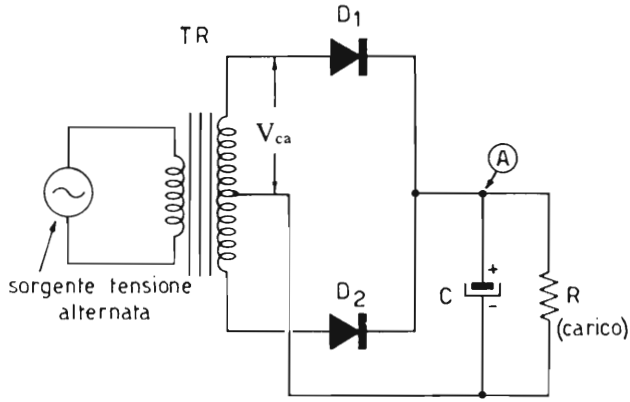


Figura 4

Schema elettrico fondamentale del circuito raddrizzatore ad onda piena in controfase.

Supponiamo ad esempio che la tensione di alimentazione in corrente alternata sia di 250 V (efficaci) e cioè $V_{ca} = 250$ V (figura 4), che la capacità di livellamento sia di 50 μF (C = 50 μF) e che la resistenza di carico sia di 1000 Ω (R = 1000 Ω) riferendoci sempre alla figura 4. Introducendo questi dati nei diagrammi di figura 3 si ricava un ronzìo residuo percentuale del 3,4% e cioè una tensione di ronzìo efficace di 3,4 · 250/100 = 8,5 V.

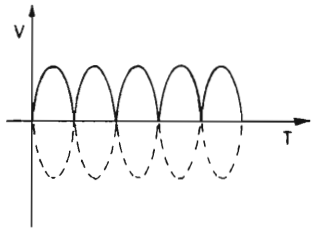


Figura 5 A

Forma d'onda nel punto A di figura 4 senza il condensatore C.

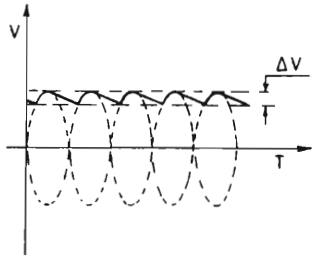


Figura 5 B

Forma d'onda nel punto A di figura 4 quando è presente il condensatore C.

I diagrammi di figura 3 indicano che la tensione del ronzìo residuo diminuisce al crescere di R (figura 4) ed al crescere di C (figura 4). Ciò sta a significare che se la corrente di erogazione è nulla il ronzìo sarà trascurabile e crescerà all'aumentare del valore della corrente stessa di erogazione dell'alimentatore verso il carico.

I diagrammi di figura 3 possono essere anche utilizzati (solo come prima approssimazione) anche per raddrizzatori a semionda introducendo un coefficiente moltiplicativo di 2 sul valore finale della tensione di ronzìo residuo. Ritornando all'esempio precedente, mantenendo inalterati i valori di V_{ca}, C ed R potremo dire che raddrizzando una sola semionda il ronzìo finale sarà di circa $8{,}5 \cdot 2 = 17$ V (efficaci).

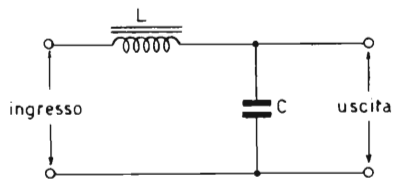


Figura 6 A

Filtro ad induttanza e capacità.

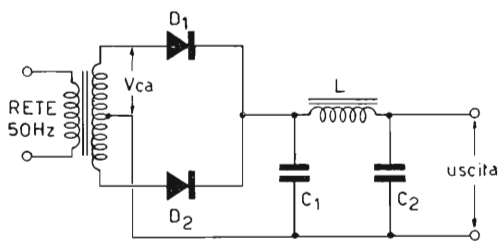


Figura 6 B

Raddrizzatore ad onda piena con filtro ad induttanza e capacità.

Da queste considerazioni si conclude inoltre che a parità di ronzìo residuo raddrizzando entrambe le semionde serve una capacità di circa metà valore di quella necessaria per un raddrizzatore ad una sola semionda.
Allo scopo di ridurre il ronzio residuo a valori molto più bassi di quelli ottenibili con la capacità di livellamento C si impiegano filtri passa basso ad induttanza e capacità (figura 6 A)

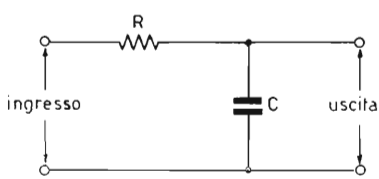


Figura 7 A

Filtro a resistenza e capacità.

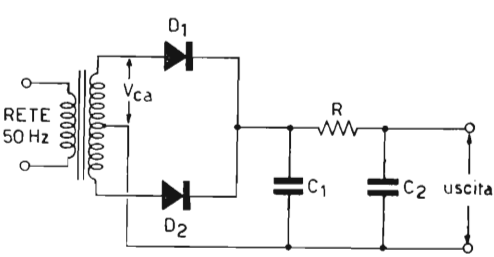


Figura 7 B

Raddrizzatore ad onda piena con filtro a resistenza e capacità.

ed a resistenza e capacità (figura 7 A). Le corrispondenti attenuazioni sono date dai diagrammi di figura 8 e 9 A-9 B rispettivamente.
Così ad esempio, se la tensione del ronzìo residuo di un raddrizzatore ad onda piena con ingresso capacitivo è di 8,5 V (efficaci) come nell'esempio precedente, questa tensione potrà essere ulteriormente diminuita inserendo un filtro ad induttanza capacità (figura 6 B). Se L = 10 H e C_2 = 50 μF il prodotto LC sarà 500 Henry x microfarad che introdotto nei diagrammi di figura 8 indica un'attenuazione di 200 volte del ronzìo residuo.

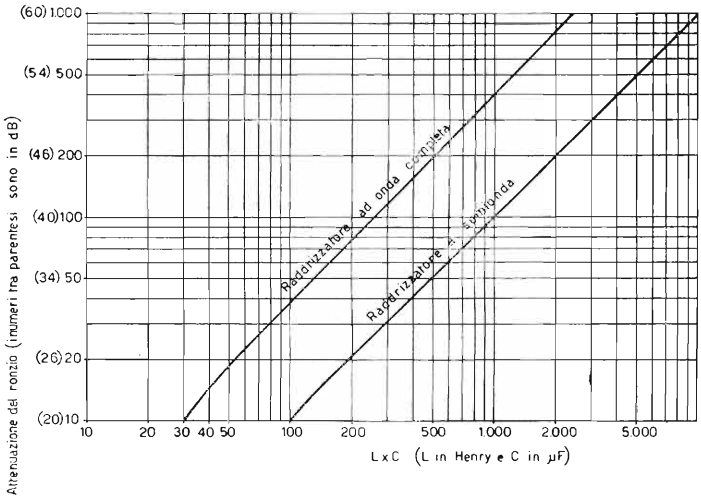


Figura 8

Attenuazione del ronzio residuo mediante filtro ad induttanza e capacità (figura 6 A).

La tensione di ronzìo residuo ai capi di C_2 (figura 6B) sarà pertanto di 8,5/200 = 42,5 mV se V_{ca} = 250 (efficaci), $C_1 = C_2$ = 50 μF ed L = 10 H. Questa tensione di uscita è da intendersi in valore efficace.
Analogamente si ha per il filtro a resistenza capacità che può essere inserito direttamente all'uscita del raddrizzatore stesso a carico capacitivo (figura 7 B).
I diagrammi indicanti l'attenuazione ottenuta col filtro RC (figura 7 A) sono stati divisi nelle due parti di figura 9 A e 9 B riguardanti attenuazioni rispettivamente inferiori e superiori a 100. Il modo di usare questi diagrammi è del tutto analogo a quello già descritto per il filtro LC (figura 6 A).
Quando le correnti continue da filtrare sono relativamente forti (superiori a 50 mA) il filtro LC deve essere preferito al filtro RC. Infatti usando quest'ultimo, per avere un'attenua-

zione del ronzìo significativa, la caduta di tensione ai capi di R sarebbe molto forte e nella maggior parte dei casi proibitiva.
Il filtro RC trova invece ampia applicazione nel campo delle correnti piccole (al di sotto dei 5-10 mA) dove è possibile impiegare resistenze alte e capacità piccole ottenendo notevoli attenuazioni senza perdite di tensione continue proibitive e con potenze da dissipare in R ancora accettabili (inferiori ai 10 W).
L'uso continuo di questi filtri nello sviluppo del testo nella loro infinita gamma di applicazione li renderà molto famigliari.

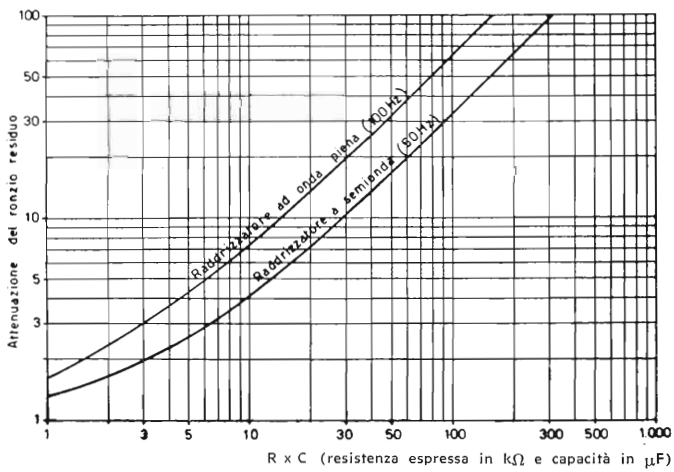


Figura 9 A

Attenuazione del ronzio residuo mediante filtro a resistenza e capacità (figura 7 A).

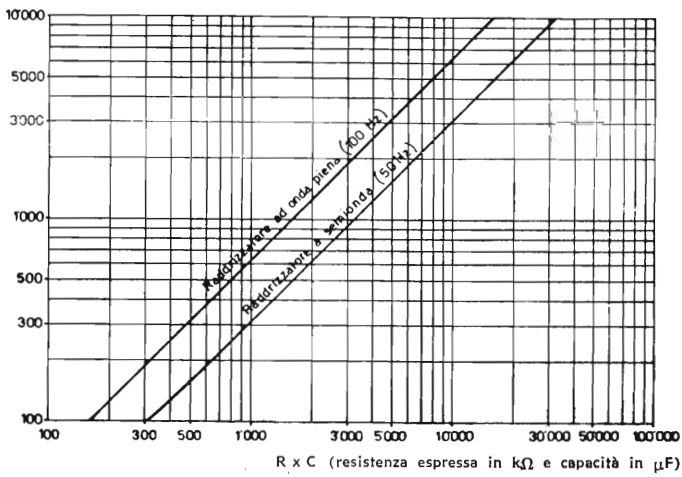


Figura 9 B

Attenuazione del ronzio residuo mediante filtro a resistenza e capacità (figura 7 A).

Vediamo ora quali siano le sostanziali differenze esistenti tra un diodo a vuoto (termoionico) ed un diodo a giunzione (al silicio). Le curve caratteristiche di un diodo al silicio (BY100) e di un diodo a vuoto (5U4GA) sono indicate dai diagrammi di figura 10.

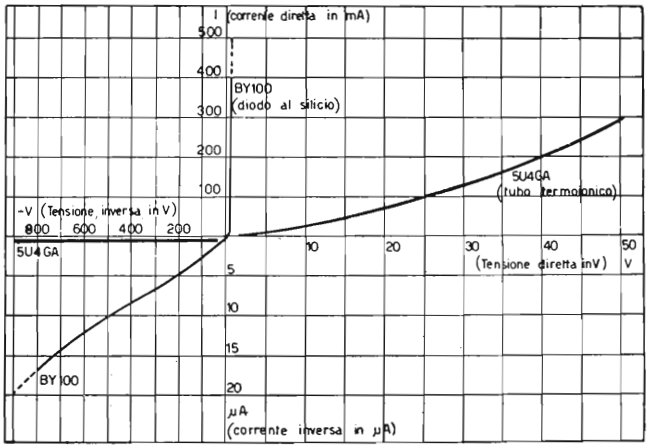


Figura 10

Confronto tra le curve caratteristiche del diodo al silicio BY100 e del diodo a vuoto 5U4GA.

Da questi diagrammi risulta evidente quanto segue:

1) La corrente inversa (2) del diodo a vuoto è praticamente nulla (inferiore a 0,2 μA a 900 V di tensione inversa), mentre quella del diodo al silicio, pur essendo piccola (17 μA a 800 V di tensione inversa), non può essere considerata trascurabile, in valore assoluto. Infatti rispetto alla corrente diretta massima di 0,4 A si ha una corrente inversa 23.500 più piccola.
2) La tensione diretta è enormemente più bassa nel diodo al silicio. Infatti con una corrente diretta di 200 mA la tensione diretta (ovvero la caduta di tensione che si ha ai capi del diodo nel suo senso di conducibilità) è di circa 0,7 V per il BY100 e di circa 40 V per il tubo 5U4GA.

Nella tabella 1 sono raccolti alcuni dati relativi ai diodi che permettono di evidenziarne ulteriormente le caratteristiche.
Consideriamo ora la massima tensione inversa e cioè la massima tensione continua che può essere applicata ad un diodo nel senso inverso a quello della propria conducibilità.

---

(2) Per corrente inversa si intende la corrente che circola nel diodo quando venga applicata una tensione inversa a quella di conducibilità.

Tabella 1 - *Caratteristiche di alcuni diodi al silicio ed a vuoto*

	Diodo al silicio BY100	Diodo al silicio BY114	Diodo a vuoto 5U4GA	Diodo a vuoto 5R4GY
Tensione diretta a 225 mA erogozione in V	0,72(3)	0,73(3)	44	60
Corrente inversa in μA ad una tensione inversa di 400 V	8,2(3, 4)	14,0(3)	0,1	0,1
Massima tensione inversa in V	800(5)	450(5)	1550	2800
Massima corrente diretta in mA	450(5)	450(5)	250	250
Picco transitorio della massima tensione inversa in V (durata max 10 msec)	1250(5)	650(5)	—	—

(3) Ad una temperatura della giunzione di 125°C.
(4) Ad una temperatura ambiente di 70°C.
(5) Con una tensione inversa di 800 V il BY100 ha una corrente inversa di 17,0 μA.

Superando questo valore in un diodo al silicio possono verificarsi nella giunzione due fenomeni distinti.
In un caso l'accelerazione degli elettroni può raggiungere un tale valore da ionizzare gli atomi con formazione di altri ioni portatori di cariche mobili. Questi a loro volta ne ionizzano altri con rapido aumento della corrente inversa: è il tanto temuto effetto valanga che porta alla rapida distruzione della giunzione.
In un secondo caso, in corrispondenza ad un valore critico della tensione inversa (detta tensione Zener) gli elettroni riescono a superare la tensione di barriera della giunzione con rapido aumento della corrente inversa: è l'effetto « tunnel ». Anche l'effetto tunnel porta alla rapida distruzione della giunzione.
In entrambi i casi si può concludere che, ad eccezione dei diodi Zener, l'aumento della corrente inversa porta alla rapida distruzione della giunzione. Per questi motivi, quando si impiegano diodi al silicio (o ad altra giunzione), è molto importante controllare che non vengano mai superate sia le massime tensioni inverse che le massime potenze di dissipazione alle temperature di lavoro delle giunzioni stesse.
Nei tubi a vuoto invece superando la massima tensione inversa non si ha ovviamente né l'effetto valanga né l'effetto tunnel. Si formerà anche per i tubi a vuoto un flusso di elettroni dalla placca al catodo in senso inverso a quello di conducibilità che alzerà il valore della corrente inversa fino ad annullare ogni proprietà raddrizzante. In queste condizioni verrà presto raggiunta e superata la massima dissipazione ammissibile ai catodi e agli anodi con distruzione del diodo stesso.

Un aspetto che non compare dall'esame della figura 10 e della tabella 1 è la risposta ai transitori.
Il diodo al silicio non sopporta transitori, in quanto il superamento della massima tensione inversa anche per tempi molto brevi porta alla immediata distruzione della giunzione.
Il diodo a vuoto è in grado di sopportare senza alcun danno transitori anche relativamente lunghi, siano essi di superamento della massima tensione inversa che della massima dissipazione anodica.
Le caratteristiche del diodo al silicio, il suo piccolo ingombro e la sua semplicità di montaggio (che non richiede la tensione di accensione dei filamenti come per un tubo termoionico) lo rendono di grande interesse. Il suo costo ormai del tutto competitivo rispetto a quello del diodo a vuoto lo rende perfettamente applicabile nella maggior parte dei raddrizzatori anche per tensioni alte. È possibile infatti collegare più diodi in serie, con qualche precauzione che verrà descritta più avanti, fino ad ottenere tensioni massime inverse di parecchie migliaia di volt.
Nell'applicazione pratica del diodo al silicio non bisogna mai dimenticare la pericolosità dei transitori che possono distruggere rapidamente la giunzione. Sotto questo aspetto particolare i tubi a vuoto non abbisognano di specifiche precauzioni.
Vediamo ora come si calcola la tensione di uscita di un alimentatore di tensione continua in funzione delle diverse variabili.
Le variabili che determinano il valore della tensione continua di un alimentatore sono le seguenti:

1) Il valore della tensione alternata di alimentazione.
2) Il tipo di circuito raddrizzatore (a semionda, in controfase ad onda piena, etc.).
3) Il tipo di ingresso del filtro di attenuazione del ronzio residuo (ingresso capacitivo o induttivo).
5) Il valore delle capacità e delle induttanze impiegate nel filtro di attenuazione del ronzio residuo.
6) Il valore della corrente di erogazione.
7) La resistenza degli avvolgimenti del trasformatore di alimentazione.

L'influenza della tensione alternata di alimentazione è ovvia nel senso che la tensione di uscita sarà tanto maggiore quanto più alta sarà questa tensione con una legge lineare almeno entro limiti assai ampi.
Il tipo di circuito raddrizzatore influisce sulla tensione continua di uscita nel senso che variando la frequenza del ronzio residuo varia l'effetto livellante dei componenti il filtro, come già precedentemente descritto.

Il tipo di diodo influisce sulla tensione sotto carico, in quanto oppone la propria resistenza diretta sulla corrente di erogazione stessa. Effetto analogo ha la resistenza degli avvolgimenti del trasformatore di alimentazione (secondario).

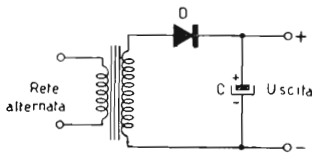


Figura 11 A

Raddrizzatore a semionda ad ingresso capacitivo.

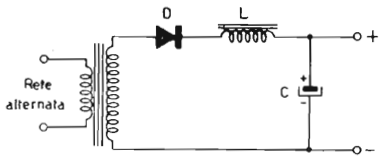


Figura 11 B

Raddrizzatore a semionda ad ingresso induttivo.

In un raddrizzatore ad ingresso capacitivo (figura 11A) a corrente di erogazione nulla la tensione di uscita si ottiene moltiplicando per 1,41 il valore efficace della tensione alternata applicata al diodo. A correnti di erogazione diverse da zero questo coefficiente moltiplicativo si ridurrà progressivamente all'aumentare della correte stessa di erogazione, come verrà descritto più avanti (figura 12).

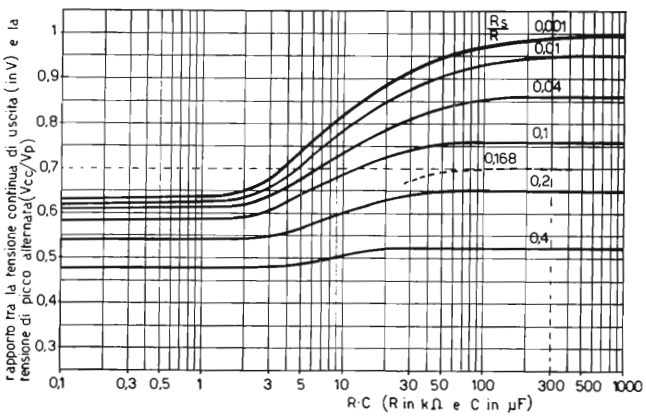


Figura 12

Tensione di uscita di un alimentatore ad onda piena (figura 13) in funzione del prodotto RC e del rapporto R_s/R (vedi il testo).

In un raddrizzatore ad ingresso induttivo (figura 11B) la tensione di uscita, a corrente di erogazione nulla, si ottiene moltiplicando per 0,9 il valore efficace della tensione alternata applicata al diodo ([6]). A correnti di erogazione diverse da zero il coefficiente moltiplicativo rimane sempre 0,9, escludendo naturalmente tutte le cadute di tensione dovute agli altri componenti del raddrizzatore.
Sotto questo aspetto si dice che la tensione di uscita di un alimentatore con raddrizzatore ad ingresso induttivo è più stabile del corrispondente ad ingresso capacitivo.
Il valore delle capacità e delle induttanze del filtro di attenuazione del ronzio residuo influiscono sulla tensione continua di uscita in quanto variano il coefficiente moltiplicativo suindicato.
I diagrammi di figura 12 permettono di determinare la tensione di uscita di un raddrizzatore ad onda piena utilizzante il circuito di figura 13 alimentato con tensione alternata a 50 Hz quando siano note le seguenti variabili:

1) Il prodotto tra la resistenza di carico espressa in kΩ e la capacità di livellamento espressa in μF (rispettivamente R e C di figura 13).
2) Il rapporto tra la resistenza serie del raddrizzatore (R_s di figura 13) e la resistenza R di carico. La resistenza R_s è data dalla somma della resistenza effettiva del secondario del trasformatore di alimentazione e della resistenza interna del diodo.
3) La tensione di picco fornita al diodo. Questa tensione si ottiene moltiplicando per 1,41 la tensione efficace corrispondente.

Per rendere più comprensibile l'impiego dei diagrammi di figura 12 sviluppiamo un esempio.
Supponiamo perciò di realizzare il circuito di figura 13 utilizzando il tubo 5R4GY (come D_1 e D_2), un trasformatore

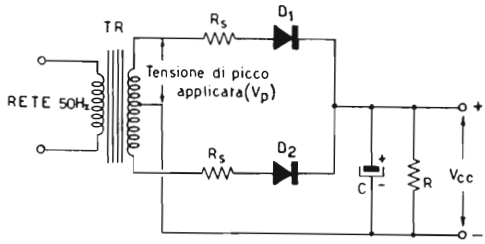


Figura 13

Raddrizzatore ad onda piena con l'indicazione delle resistenze ohmiche del secondario di TR più quella di D_1 (figura 12).

([6]) A condizione che l'induttanza abbia un valore non inferiore a 10-15 H e che il raddrizzatore sia ad onda piena (per raddrizzatori a semionda questo coefficiente diventa 0,45).

avente primario 220 V e secondario 293+293 V (efficaci) misurati a circuito aperto (cioè senza erogazione), un condensatore di livellamento C di 100 μF ed una resistenza di carico di 3 kΩ.
Supponiamo inoltre che la resistenza del primario sia 75 Ω e quella di metà secondario di 100 Ω.
Calcoliamo R_s. Come già detto avremo

$$R_s = R_{tr} + R_{diodo} \qquad (1.1)$$

In cui R_{tr} è la resistenza effettiva del secondario di TR (figura 13) e R_{diodo} la resistenza interna del diodo impiegato.
Il valore di R_{tr} è dato dalla seguente espressione:

$$R_{tr} = \frac{R_p}{N^2} + R_s \qquad (1.2)$$

In cui R_p è la resistenza ohmica del primario di TR (figura 13) misurata in ohm, N il rapporto tra il numero delle spire del primario e quello del secondario ed R_s la resistenza ohmica del secondario di TR (figura 13) misurata in ohm. N è anche dato dal rapporto tra la tensione del primario e quella del secondario.
Avremo quindi $R_p = 75$ Ω, $N = 0{,}75$ ed $R_s = 100$ Ω. Introducendo questi valori nella (1.2) ricaveremo $R_{tr} = 239$ Ω.
Calcoliamo R_{diodo}. Sappiamo dai dati del tubo 5R4GY che la tensione diretta di tale tubo è di 67 V a 250 mA di erogazione. Perciò $R_{diodo} = 67/0{,}250 = 268$ Ω.
Introducendo i valori calcolati di R_{tr} ed R_{diodo} della (1.1) avremo $R_s = 507$ Ω. Quindi $R_s/R = 507/3000 = 0{,}168$.
Il valore di RC è $3 \cdot 100 = 300$ kΩ · μF.
Utilizzando i diagrammi di figura 12 con RC = 300 e $R_s/R = 0{,}168$ si ricava $V_{cc}/V_p = 0{,}7$ (approssimativamente).
La tensione continua di uscita (V_{cc}) sarà perciò data da

$$V_{cc} = V_{ca} \cdot 1{,}41 \cdot 0{,}7 = 293 \cdot 1{,}41 \cdot 0{,}7 = 290 \text{ V}.$$

Il raddrizzatore fornirà quindi una tensione continua di 290 V con un carico di 3 kΩ e cioè con una corrente di erogazione di 97 mA.
Risulta perciò chiaro come si può calcolare la tensione fornita da un raddrizzatore, il suo ronzio residuo e le possibili attenuazioni mediante filtro RC o LC di questo stesso ronzio residuo.
Ritornando all'esempio precedente potremo così calcolare un ronzio residuo di $0{,}62 \cdot 293/100 = 1{,}84$ V. (efficaci) (figura 3 per estrapolazione).
Come esempio applicativo di alimentatori di tensione continua realizzati con tubi a vuoto illustreremo brevemente due circuiti tipici.

In figura 14 è tracciato lo schema elettrico di un alimentatore utilizzante il tubo 6X4 con raddrizzatore ad onda piena ([7]), ad ingresso induttivo (L = 10 H) in grado di erogare una tensione continua di 160 V a 50 mA con una tensione di ronzio residuo di 0,92 V (efficaci). Il trasformatore di alimentazione ha un primario universale e due secondari: 220 V + 220 V (50 mA) e 6,3 V (2 A) ([9]).

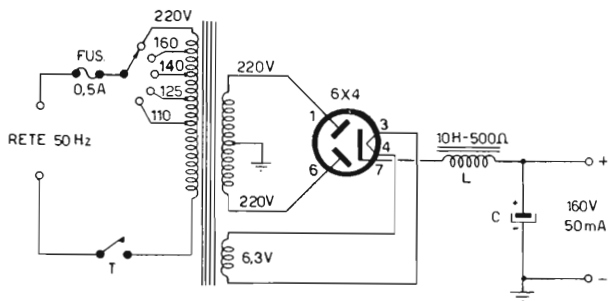


Figura 14

Raddrizzatore a tubo termoionico ad onda piena con ingresso induttivo.

Il fusibile di protezione è stato inserito sul primario di TR (figura 14), come pure l'interruttore di accensione.
In figura 15 è tracciato lo schema elettrico di un alimentatore utilizzante il tubo 5Y3 come raddrizzatore ad onda piena ([8]) ad ingresso capacitivo (32 μF) in grado di erogare una tensione negativa —360 V su un carico R di 18 kΩ con una tensione di ronzio residuo di 1,0 V (efficace). Il trasformatore di alimentazione ha un primario a 220 V e tre secondari: 270 + 270 V (50 mA), 5,0 (2A) e 6,3 (2A) ([10]). Que-

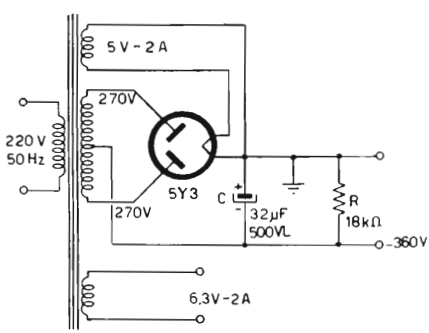


Figura 15

Alimentatore di tensione continua negativa.

([7]) C.D. 6/62 pag. 331.
([8]) C.D. 4/63 pag. 201.
([9]) Geloso 5602, le tensioni si intendono misurate sotto erogazione di 50 mA.
([10]) Autocostruito. Sostituibile con G.B.C. H/181. Le tensioni si intendono misurate sotto erogazione di 50 mA.

sto alimentatore è stato utilizzato per dare la tensione negativa di interdizione al griglia controllo di un tubo finale amplificatore in classe C per 144 MHz e per polarizzare, mediante opportuno circuito di stabilizzazione, le griglie controllo di uno stadio finale in controfase (2x807) di un modulatore.
Il circuito di figura 15 è comunque utilizzabile per qualunque applicazione in cui sia necessario disporre di una tensione negativa. La corrente di erogazione può essere spinta fino a 50 mA con una diminuzione della tensione di uscita (da — 360 V a — 265 V).
Consideriamo ora i circuiti raddrizzatori al silicio. Come già detto l'uso dei diodi al silicio offre numerosi vantaggi rispetto al tubo a vuoto, per cui il loro impiego è preferibile nella maggior parte dei casi.
Nelle figure 16A ... 16H sono raccolti i principali circuiti fondamentali utilizzanti diodi a silicio. Nella tabella n. 2 sono indicate per ogni singolo tipo di circuito i principali dati elettrici riferiti al circuito base di figura 16A. La tensione di uscita viene indicata in funzione della tensione alternata (in valore efficace) applicata al diodo oppure ai diodi) e della tensione diretta del diodo impiegato (V_d). Le tensioni alternate applicate ad ogni circuito di rivelazione si intendono misurate alle correnti di uscita scelte.
Nei circuiti ad ingresso capacitivo è stato dato un valore arbitrario al coefficiente moltiplicativo della tensione alternata di 1,3 (oppure di 2,6 nei circuiti duplicatori). È chiaro che questo valore dipenderà sia dalla corrente di erogazione che dal valore della capacità di livellamento. Per avere un valore esatto di questo coefficiente, solo nei circuiti che raddrizzano entrambe le due semionde si può ricorrere ai dia-

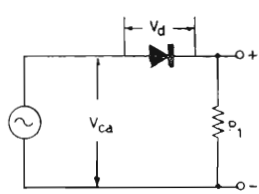


Figura 16 A

Raddrizzatore a semionda (R_1 resistenza del carico e V_d tensione diretta del diodo).

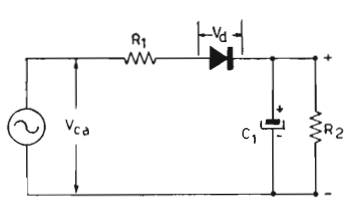


Figura 16 B

Raddrizzatore a semionda con carico capacitivo.

grammi di figura 12 in cui però R_s (la resistenza serie) è data solamente da quella diretta del diodo, in quanto le tensioni alternate si considerano misurate alla corrente di erogazione voluta).

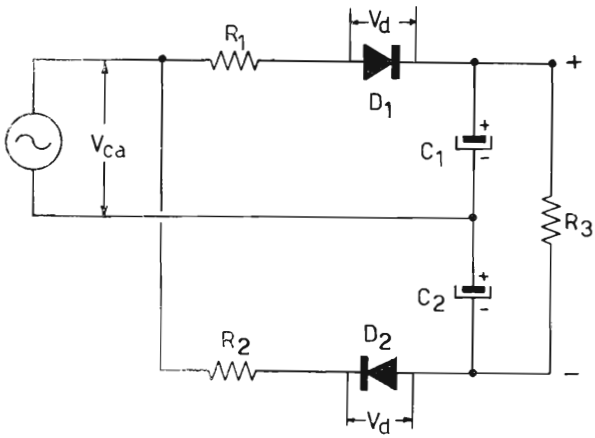


Figura 16 C

Raddrizzatore monofase duplicatore di tensione.

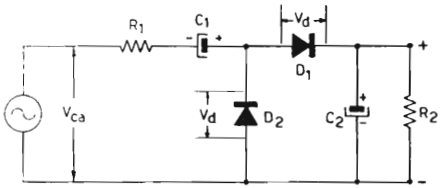


Figura 16 D

Raddrizzatore monofase duplicatore di tensione.

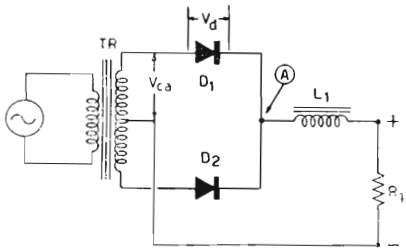


Figura 16 E

Raddrizzatore in controfase ad onda piena con trasformatore avente a presa centrale (carico induttivo).

Le resistenze attenuatrici che vengono inserite solo sui circuiti ad ingresso capacitivo (figure 16B, 16C, 16D, 16F e 16H) devono avere un valore tale da ridurre il picco di assorbimento di corrente continua, dovuta al condensatore di livellamento al momento della chiusura del circuito, al di sotto della corrente massima (transitoria) prevista per il diodo usato. Se ciò non si verifica si ha la immediata distruzione della giunzione.

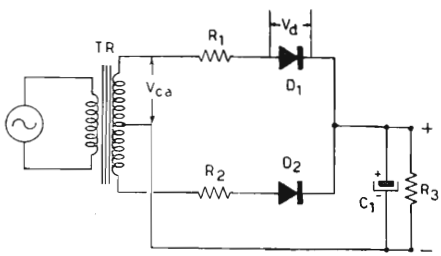


Figura 16 F

Raddrizzatore in controfase ad onda piena con trasformatore avente secondario a presa centrale (carico capacitivo).

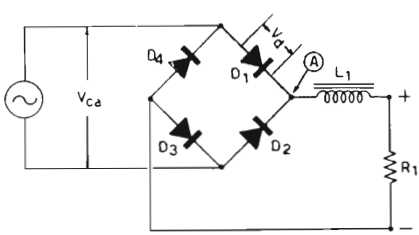


Figura 16 G

Raddrizzatore ad onda piena a ponte di Graetz a carico induttivo. $D_1 = D_2 = D_3 = D_4$.

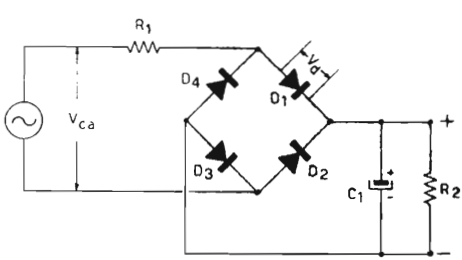


Figura 16 H

Raddrizzatore ad onda piena a ponte di Graetz a carico capacitivo. $D_1 = D_2 = D_3 = D_4$.

Tab. 2 - *Dati caratteristici di alcuni circuiti raddrizzatori* (riferiti al circuito base di figura 16A)

Tipo di circuito	Circuito corrispondente ([11])	Massima tensione alternata di ingresso in V (efficaci) ([12] [18])	Massima corrente di erogazione in corrente continua in A ([13])	Tensione di uscita in V (approssimativa) ([14])
Circuito base (a semionda)	16A	V	I	$0{,}45V^{o}-V_d$
Semionda con carico capacitativo	16B	0,5V	I · 0,8([16])	$V^{o} \cdot 1{,}3([16])-V_d$
Duplicatore di tensione monofase	16C	0,5V	I · 0,8([16])	$V^{o} \cdot 1{,}3([16])-2V_d$
Duplicatore di tensione monofase in cascata	16D	0,5V	I · 0,8([16])	$V^{o} \cdot 2{,}6([16])-2V_d$
Controfase a carico induttivo o resistivo ([15] [17])	16E	0,5 V ([15])	2 · I	$V^{o} \cdot 0{,}9-V_d$
Controfase a carico capacitivo ([15])	16F	0,5 V ([15])	I · 1,6([16])	$V^{o} \cdot 1{,}3([16])-V_d$
Monofase a ponte con carico induttivo o resistivo ([17])	16G	V	2 · I	$V^{o} \cdot 09-2V_d$
Monofase a ponte con carico capacitativo	16H	V	I · 1,6([16])	$V^{o} \cdot 1{,}3([16])-2V_d$

([11]) Vedi le figure 16A... 16H.
([12]) La tensione indicata con la lettera V nella tabella rappresenta la massima tensione inversa ammessa dal diodo impiegato divisa per 1,41 e cioè : $V = V_{max \cdot inv}/1{,}41$.
([13]) La corrente indicata con la lettera I nella tabella rappresenta la massima corrente che può circolare nel diodo impiegato secondo i dati forniti dal costruttore secondo lo schema di fig. 16A.
([14]) La tensione V^{o} è il valore della tensione alternata, espressa in volt efficati, che viene applicata al circuito raddrizzatore. Per i circuiti di figura 16E e 16F, V^{o} indica la tensione di metà secondario (espressa in Volt efficaci). V_d è la tensione diretta del diodo relativa alla corrente continua di erogazione verso il carico. Per la maggior parte dei diodi al silicio V_d è uguale a 0,7 - 1,0 V.
([15]) La tensione alternata applicata a ciascun diodo si intende misurata sotto carico.
([16]) Questo coefficiente dipende dal valore del coefficiente impiegato
([17]) In questi circuiti è sempre consigliabile inserire prima dell'induttanza o della resistenza una relativamente piccola capacità (1-2μF) avente la funzione di ridurre i picchi transistori di tensione che si verificano all'apertura e alla chiusura del circuito (figura 16I).
([18]) Nel caso che si colleghino più diodi in serie la tensione massima alternata di alimentazione viene moltiplicata per un fattore uguale al numero dei diodi collegati in serie.

Il valore della resistenza limitatrice è funzione di numerose variabili e cioè:

— il tipo di diodo impiegato;
— la tensione continua di uscita (e quindi anche la tensione alternata di alimentazione);
— la corrente di erogazione;
— il tipo di circuito.

A titolo di riferimento la resistenza limitatrice per il diodo BY100 (Philips) con $C_1 = 200$ μF, $V_{ca} = 200$ V (efficaci) e per una corrente di erogazione di 400 mA è di 5 Ω.
Nel caso in cui la resistenza interna del generatore di tensione alternata sia uguale o superiore alla resistenza limitatrice, quest'ultima può essere eliminata. Ciò si verifica quasi sempre quando si impieghino trasformatori di alimentazione.

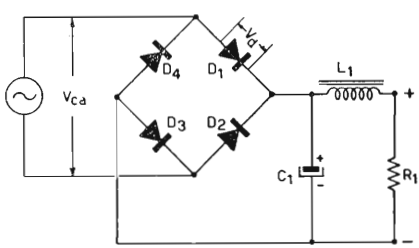


Figura 16 I

Raddrizzatore ad onda piena a ponte di Graetz in cui C_1, di valore basso, ha la sola funzione di ridurre i transitori.

Nei circuiti ad ingresso induttivo, specialmente quando si impiegano trasformatori di alimentazione con secondario a maggior tensione del primario, è necessario inserire prima dell'induttanza (figura 16 I) un condensatore di piccola capacità. Il suo valore può essere compreso tra 1/50 e 1/100 del corrispondente valore per un buon livellamento. Nella maggior parte dei casi andrà bene un valore di 1-2 μF. La funzione di questo condensatore è solo quella di ridurre il transitorio di tensione al momento della chiusura del circuito di alimentazione nel primario del trasformatore di alimentazione.
È comunque buona norma usare sempre questo condensatore.
Facciamo ora un esempio sul modo di utilizzare la tabella n. 2. Riferendoci alla figura 16E supponiamo di usare due diodi aventi tensione inversa di 800 V e massima corrente di erogazione di 0,45 A (BY 100). Per il fatto di avere impiegato questi diodi in un circuito controfase a carico induttivo, la massima corrente di uscita sarà di $0{,}45 \cdot 2 = 0{,}9$ A e la massima tensione alternata di lavoro per ogni diodo sarà di $0{,}5 \cdot V$ in cui $V = V_{inversa}/1{,}41$ e cioè $V = 800/1{,}41$.

La massima tensione di alternata applicabile direttamente ad ogni diodo sarà perciò 0,5 ·800/1,41 = 288 V (efficaci). In pratica sarà bene non superare mai i 250 V per avere ancora un margine di sicurezza.
La tensione di uscita, con una tensione alternata di alimentazione per ogni diodo di 250 V (efficaci), sarà di 0,90 · V° — 2 V_d. Assumendo per V_d un valore medio di 0,7 V e per V° la tensione di 250 V (efficaci) avremo una tensione di uscita di 0,9 · 250 — 1,4 = 223,6 V (trascurando ovviamente la caduta di tensione che si ha ai capi dell'induttanza al passaggio della corrente di erogazione). Se per esempio L_1 avesse una resistenza ohmica di 50 Ω e la corrente di erogazione fosse di 0,5 A avremmo una tensione di uscita di 223,6 — 50 · 0,5 = 198,5 V.
Quando si devono mettere in serie più diodi per aumentare la massima tensione inversa è sufficiente mettere in parallelo a ciascun diodo una resistenza da 0,47 MΩ ed un condensatore da 10 nF (figura 17) allo scopo di ripartire la tensione alternata di alimentazione in modo uniforme tra i vari diodi collegati in serie. Relativamente alla figura 17 la massima tensione inversa totale è data da quella di ciascun diodo moltiplicata per 3 essendo $D_1 = D_2 = D_3$. Per quanto riguarda gli altri componenti si ha:
$C_1 = C_2 = C_3 = 10$ nF
$R_1 = R_2 = R_3 = 0{,}47$ MΩ

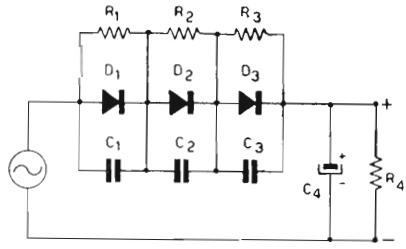


Figura 17

Raddrizzatore a semionda con tre diodi collegati in serie.

La tensione di uscita di un alimentatore di tensione continua non stabilizzato può essere resa variabile mediante uno dei seguenti sistemi:

1) Con variazione della tensione di alimentazione in alternata al raddrizzatore. Questa variazione può essere fatta sia utilizzando un trasformatore con secondario a prese multiple e relativa commutazione (vedi figura 21) sia utilizzando un « variac ». Il « variac » è un autotrasformatore con avvolgimento toroidale in cui è possibile variare con continuità la tensione alternata di uscita da zero fino a quella della rete (ed anche oltre per alcuni tipi). Inserendo un « variac » tra la rete ed il raddrizzatore oppure tra la rete ed il primario del trasformatore di alimentazione si

può variare la tensione continua di uscita da 0 V al valore corrispondente alla tensione di alimentazione in alternata prevista.

2) Con potenziometro inserito all' uscita dell' alimentatore (figura 17 bis). Questo potenziometro deve permettere una dissipazione di potenza adeguata in quanto questo sistema di regolazione viene fatto dissipando una certa quantità di energia, prelevata dall'alimentatore stesso, in calore. Se la corrente di erogazione verso il carico sarà piccola la dissipazione di potenza del potenziometro sarà corrispondentemente piccola. Inoltre se si desidera che l'escursione potenziometrica sia lineare rispetto alla tensione di uscita è necessario che la corrente di circolazione nel potenziometro sia almeno 10 volte maggiore di quella di erogazione verso il carico.

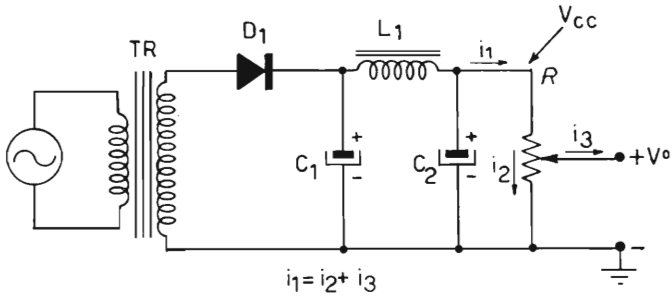


Figura 17 Bis

Alimentatore con raddrizzatore a semionda e con regolazione potenziometrica della tensione di uscita.

Facciamo un esempio utilizzando lo schema elettrico di figura 17 bis. Supponiamo che V_{cc} sia 250 V, $i_1 = 100$ mA e $i_3 = 30$ mA. Avremo $i_2 = 100 - 30 = 70$ mA. Cioè la massima corrente di circolazione in R sarà di 70 mA + 30 mA richiesti verso il carico. R sarà perciò da $250/0{,}1 = 2{,}5$ kΩ e con dissipazione di $250 \cdot 0{,}1 = 25$ W. Per conservare un certo margine di sicurezza sarà bene usare un potenziometro da 2,5 kΩ e 35 W. L'escursione potenziometrica non sarà però lineare rispetto alla tensione di uscita. Cioè quando il cursore sarà verso il lato caldo a piccoli spostamenti di esso equivarranno grandi variazioni della tensione di uscita se i_3 sarà mantenuta a 30 mA. Se la corrente di erogazione verrà diminuita al di sotto dei 9 mA l'escursione potenziometrica sarà lineare entro il 10% rispetto alla tensione di uscita (lasciando inalterato R sia come valore che come potenza).

3) Mediante diodi controllati e tubi termoionici ([19]).

In conclusione il sistema 1) viene preferito quando le correnti di erogazione verso il carico sono grandi ed il sistema 2) quando queste correnti sono piccole.

([19]) Sull'uso dei diodi controllati e dei tubi termoionici verrà trattato separatamente più avanti.

In figura 18 e 19 sono indicati rispettivamente gli schemi di un circuito di triplicazione e di quadruplicazione di tensione che possono cioè fornire una tensione continua di uscita rispettivamente 3 e 4 volte maggiore di quella ottenibile col circuito di figura 16 B a parità di tensione alternata di ingresso. Relativamente alla figura 18 si ha:

$C_1 = C_2 = C_3$ (condensatori di livellamento ronzìo)
$D_1 = D_2 = D_3$ (diodi raddrizzatori)
R_2 (resistenza di carico)
TR (trasformatore di alimentazione)
V_{ca} (tensione di alimentazione efficace)
$V_{cc} = V_{ca} \cdot 1{,}3 \cdot 3 - 3\ V_d = 3{,}9\ V_{ca} - 3\ V_d$

Relativamente alla figura 19 si ha:

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ (condensatori di livellamento)
$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ (diodi raddrizzatori)
R_2, TR, V_{ca} (come per la figura 18)
$V_{cc} = V_{ca} \cdot 1{,}3 \cdot 4 - 4\ V_d = 5{,}2\ V_{ca} - 4\ V_d$

Il valore del coefficiente 1,3 dipende ovviamente dal valore dei condensatori di livellamento e di R_2.

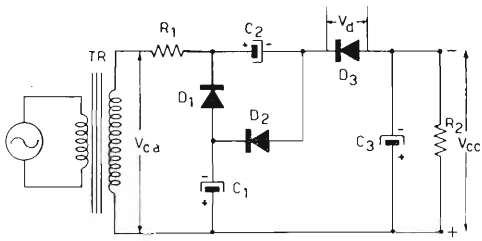


Figura 18

Circuito con raddrizzatore a semionda e con triplicazione di tensione.

Questi circuiti unitamente a quelli di duplicazione sono di un certo interesse in quanto permettono di ottenere alte tensioni anodiche senza l'impiego di alcun trasformatore, ma la loro inserzione alla rete richiede l'esatta conoscenza della posizione del neutro e della fase. Quando si impiegano trasformatori con secondari aventi resistenza ohmica superiore ai 15 Ω l'uso della resistenza limitatrice R_1 (figura 18 e 19) è superfluo.

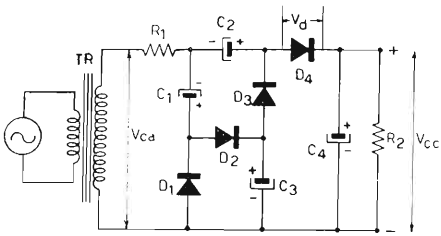


Figura 19

Circuito con raddrizzatore a semionda e con quadruplicazione di tensione.

È bene sottolineare a questo proposito che la resistenza limitatrice è sempre necessaria quando si inseriscano diodi e circuiti raddrizzatori ad ingresso capacitivo direttamente alla rete.
Citiamo ora qualche esempio di alimentatore di tensione continua realizzato con diodi al silicio.

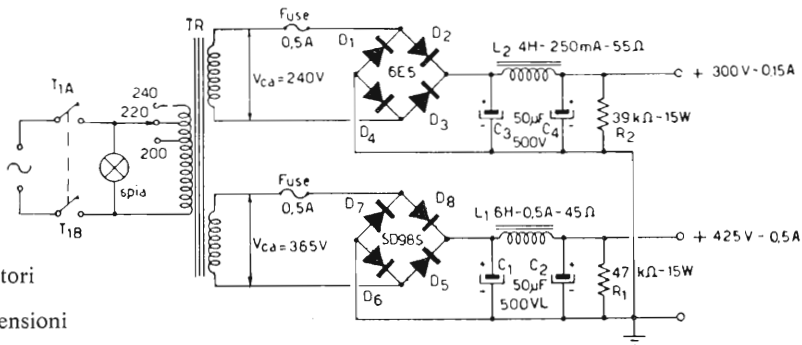


Figura 20

Alimentatore con raddrizzatori a ponte ad onda piena in grado di fornire due tensioni diverse.

In figura 20 è riportato lo schema elettrico di un alimentatore utilizzante due ponti a diodi per ottenere l'alta tensione rispettivamente per lo stadio finale e per lo stadio pilota (oltre che per il preamplificatore di bassa frequenza ed altre utilizzazioni) di un trasmettitore da 70 W (input) per i 144 MHz ([20]).
La sostituzione dei diodi a vuoto con diodi al silicio in un caso come questo ha permesso di ottenere un notevole risparmio di spazio e di energia in quanto non c'è più la necessità di fornire la tensione per l'accensione dei filamenti.
Le prestazioni sono le seguenti:

— 425 V con una erogazione di 0,5 A;
— 300 V con una erogazione di 0,15 A;
— ronzio per entrambe le tensioni assolutamente trascurabile.

Entrambi i circuiti a ponte (figura 20) sono seguiti dalle capacità di livellamento C_1 e C_3 e dai filtri C_2L_1 e C_4L_2 rispettivamente per ridurre il ronzio residuo (a 100 Hz) a valori trascurabili.

([20]) C.D. 4/63 pag. 197.

Le resistenze R_1 e R_2 hanno la funzione di assicurare un carico minimo costante al fine di scaricare rapidamente i condensatori elettrolitici quando venga tolta la tensione alternata di alimentazione. Da considerazioni di sicurezza la dissipazione in potenza di queste resistenze deve essere sovradimensionata in quanto un eventuale corto circuito per surriscaldamento o un'eventuale variazione del loro valore potrebbe danneggiare l'alimentatore stesso.
Infatti:

$$R_1 = 47\ k\Omega\ 15\ W \text{ ed } R_2 = 30\ k\Omega\ 15\ W.$$

I diodi usati per i ponti sono SD98S e 6E5 (IRCI) sostituibili con i BY100 e BY114 (Philips) rispettivamente.
I fusibili di protezione (0,5A) sono stati inseriti sui secondari di TR come mostrato in figura 20. Sarebbe sconsigliabile inserire questi fusibili tra i ponti di diodi ed i filtri perché in caso di intervento verrebbero a mancare le corrispondenti capacità di livellamento (C_1 o C_3). Per motivi già discussi ciò potrebbe portare alla distruzione delle giunzioni dei diodi in corrispondenza all'apertura e chiusura di T_1 (figura 20). Come cambiatensioni (T_2) può essere utilizzato il GBC GE/170 correggendo le scritte originali in 250 - 230 - 210 V. In figura 21 è mostrato lo schema elettrico di un alimentatore a ponte di Graetz avente due diodi in serie per ogni ramo del ponte stesso in grado di fornire una tensione variabile a scatti da 550 V a 650 V con una corrente di erogazione massima di 0,5 A ed un ronzio residuo medio di 150 mV (efficace).

I componenti il circuito di figura 21 sono i seguenti:

T_{1a} — T_{1b} : Interruttore bipolare Bulgin S277/PD - GBC G/1307
T_2 : Cambiatensione GBC GE/170

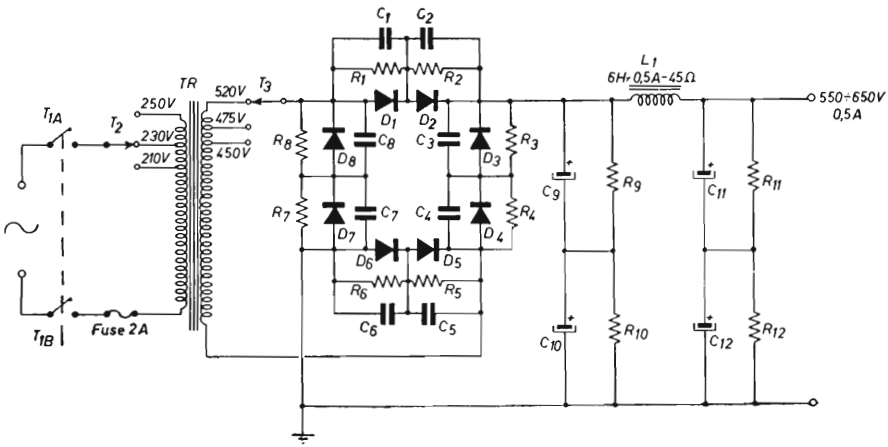


Figura 21

Schema elettrico alimentatore a ponte di Graetz ad onda piena con due diodi in serie per ogni ramo del ponte stesso. Tensione di uscita: 550 - 650 V (0,5 A).

T_3 : Commutatore 1 via 3 posizioni GBC GN/1630 (Il commutatore GN/1630 è a 4 posizioni, perciò una di esse non viene utilizzata).

$D_1 = D_2 = ... = D_8$: SD1 giapponesi (Zaniboni - Bologna) sostituibili con i BY100 (Philips)

$R_1 = R_2 = ... = R_8$: 0,47 MΩ 1 W

$C_1 = C_2 = ... = C_8$: 10 nF 1000 V isolante (a carta)

$C_9 = C_{10} = C_{11} = C_{12}$: 100 μF 500 VL (oppure 350 VL)

$R_9 = R_{10} = R_{11} = R_{12}$ 50 kΩ 50 W (ciascuna resistenza è formata da un parallelo di due resistenze da 100 kΩ e 2,5 W)

L_1 = 6 H, 0,5 A 45 Ω: fatta costruire appositamente.

Questo alimentatore può essere utilizzato per l'alimentazione anodica sia del modulatore che dello stadio di potenza del generatore di portante per un trasmettitore fino ad una potenza massima di input di 180 W (parallelo di 6146 B modulato da un controfase di 807 in classe B).
Desiderando ottenere tensioni maggiori si può aumentare la tensione di alimentazione in alternata del ponte fino a 800 V (efficace) con un margine di sicurezza di circa 313 V (vedi tabella 2) tenendo inalterati gli stessi componenti ad eccezione dei condensatori C_9 ... C_{12} che devono essere almeno da 650 VL. In queste condizioni la tensione di uscita sarebbe di circa 980 V.
Il trasformatore di alimentazione ha un secondario a 520 V con prese intermedie a 450 V e 475 V. Ciò permette una comoda commutazione della tensione di alimentazione al ponte (T_3).
Ciascun ramo del ponte ha due diodi in serie con una rete RC per l'uniforme distribuzione della tensione alternata a ciascun diodo (C_1R_1 ... C_8R_8). Nel circuito realizzato praticamente su un trasmettitore per gamme decametriche (TX 120 W input per 10, 15, 20, 40 e 80 metri) sono stati impiegati gli SD-1 (giapponesi) (Zaniboni - Bologna) aventi una massima tensione inversa di 800 V ed una massima corrente diretta di 0,5 A. Questi diodi sono sostituibili con BY100 (Philips), SD98S (IRCI - GBC), 5A8 (IRCI - GBC) e 10D8 (GBC).
Le resistenze R_9 ... R_{12} hanno la doppia funzione di distribuire uniformemente la tensione continua ai condensatori elettrolitici inseriti fra loro in serie (C_9 ... C_{12}) e di assicurare un carico minimo costante. Disponendo di condensatori a carta ed olio per alta tensione la serie C_9C_{10} e $C_{11}C_{12}$ può essere sostituita da un solo condensatore (per serie) da 50 μF e 1000 VL; occorre tuttavia inserire ugualmente una resistenza di carico fisso da 50 kΩ e 15-20 W.

1.1 - Alimentatori stabilizzati di tensione continua

Negli alimentatori non stabilizzati di tensione continua, precedentemente descritti, la tensione non può essere costante a causa delle possibili variazioni della tensione di rete e dei diversi valori della resistenza di carico che viene inserita.
Gli alimentatori stabilizzati hanno invece la caratteristica di avere una tensione di uscita indipendente dalle due variabili suindicate entro certi limiti che dipendono dal tipo di circuito e dallo stadio di controllo utilizzato.
Gli alimentatori stabilizzati rendono inoltre assai facile la regolazione della tensione di uscita entro un campo molto ampio che può cominciare anche da 0 V.
Le caratteristiche fondamentali di un alimentatore stabilizzato sono le seguenti:

1) Il campo di regolazione della tensione stabilizzata.
2) La massima corrente di uscita verso il carico.
3) Il ronzio residuo.
4) La resistenza interna.
5) Il grado di stabilizzazione.

Il campo di regolazione della tensione di uscita e la massima corrente di erogazione possono essere controllate mediante semplici misure di tensione e di corrente utilizzando un analizzatore di tipo universale (20.000 Ω/V).
La misura della tensione di ronzio residuo (espresso normalmente in mV efficaci) può venire effettuata mediante un millivoltmetro elettronico per corrente alternata o mediante osservazione oscilloscopica del ronzio stesso sia a corrente di erogazione nulla che a corrente di erogazione massima.
La misura della resistenza viene fatta sottraendo il valore della tensione sotto carico al corrispondente valore senza carico e dividendo per la corrente stessa di erogazione verso il carico e cioè:

$$R_i = \frac{V_o - V_i}{I} = \frac{\Delta V}{I} \qquad 1.3$$

in cui: R_i è la resistenza interna espressa in ohm.
V_o è la tensione a circuito aperto (in Volt).
V_i è la tensione sotto carico (in Volt).
I è la corrente di erogazione verso il carico (in ampere).

Essendo nella maggior parte dei casi ΔV molto piccolo non si può pensare di leggerlo su un normale voltmetro (tipo analizzatore universale). La determinazione di ΔV può essere fatta in diversi modi.
Un primo metodo consiste nel leggere V_o e V_i direttamente con un voltmetro digitale ad almeno 4 cifre. Aumentando il numero delle cifre aumenta la precisione della determinazione di ΔV.

Un secondo metodo consiste nell'opporre alla tensione di uscita dell'alimentatore stabilizzato una tensione uguale (dello stesso segno) e nel misurare direttamente il Δ V con un millivoltmetro in continua quando viene applicato il carico. La misura della resistenza interna di un alimentatore stabilizzato può essere effettuata (col metodo ad opposizione) utilizzando lo schema di figura 22 in cui:

V_1 alimentatore stabilizzato di cui si deve misurare la resistenza interna e quindi il Δ V.
V_2 alimentatore stabilizzato di riferimento che deve dare una tensione maggiore di V_1.
A amperometro per la misura della corrente di assorbimento sul carico R_2.
R_1 resistenza interna di V_1, T_1; interruttore per l'inserimento del carico.
R_2 resistenza di carico di V_1.
R_3 Potenziometro di azzeramento, R_4 resistenza addizionale.
mV millivoltmetro (di impedenza interna tale da non caricare V_1 in modo significativo).
La misura viene effettuata nel seguente modo. Con T_1 aperto si regola R_3 fino ad azzerare mV. Questo azzeramento dovrà essere fatto per gradi scalando man mano la sensibilità di mV in modo da non danneggiare lo strumento indicatore. Ad azzeramento avvenuto si inserisce il carico con T_1 e si legge direttamente ΔV sul millivoltmetro scegliendo la scala opportuna. Il rapporto $\Delta V/I$ (ΔV espresso in V ed I in ampere) dà la resistenza in ohm.
Perché il metodo possa essere applicato con successo si devono verificare le seguenti condizioni:

1) V_2 non deve variare durante la misura.
2) Il millivoltmetro non deve caricare in modo significativo V_1.
3) R_3 deve essere un potenziometro a più giri (tipo « Helipot »).
4) $i_1 \ll i_2$.

La parte più delicata di tutto il circuito di figura 22 è il potenziometro R_3 che deve essere di precisione elevata e ad alto potere risolutivo.

Il metodo ad opposizione permette misure molto precise anche per valori di ΔV molto piccoli inferiori a 10 mV) e non richiede millivoltmetri ad alta impedenza. È infatti sufficiente che l'impedenza di ingresso di questi millivoltmetri sia 100 volte maggiore di quella della resistenza interna dell'alimentatore stabilizzato da esaminare.

Il grado di stabilizzazione viene misurato determinando la massima escursione di tensione di uscita a carico costante variando la tensione di alimentazione in corrente alternata. Il rapporto tra la variazione percentuale della tensione stabilizzata e la corrispondente variazione percentuale della tensione di rete ([21]) indica numericamente il grado di stabilizzazione.

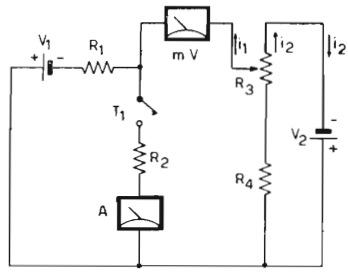


Figura 22

Schema di principio per la misura della resistenza interna di un alimentatore stabilizzato.

Il grado di stabilizzazione così espresso è tanto migliore quanto più piccolo è questo rapporto.
Altre caratteristiche di un alimentatore stabilizzato sono la stabilità termica, la protezione contro i corto circuiti e la possibilità di erogare correnti verso il carico fino a valori massimi programmabili e non superabili anche in caso di corto circuito.
Un alimentatore stabilizzato è da ritenersi di prestazioni tanto più elevate quanto più alto è il suo grado di stabilizzazione, quanto più bassa è la sua resistenza interna nonché la sua deriva termica e quanto più basso è il suo ronzio residuo.
La possibilità di regolare la corrente di erogazione verso il carico a soglia controllata costituisce un ottimo sistema di protezione per il circuito stesso in prova.
La stabilizzazione della tensione continua può essere conseguita utilizzando un numero considerevole di circuiti che possono però essere raggruppati in due categorie distinte:

([21]) Se indichiamo con V_s la tensione stabilizzata corrispondente ad una tensione di alimentazione V_a in alternata e con V'_s la tensione stabilizzata corrispondente ad una seconda tensione di alimentazione V'_a in alternata, il grado di stabilizzazione sarà dato da:

$$\frac{V_s - V'_s}{V_a - V'_a} \cdot \frac{V_a}{V_s} = \frac{\triangle V_s}{\triangle V_a} \cdot \frac{V_a}{V_s} \qquad 1.4$$

Perciò il grado di stabilizzazione sarà tanto migliore quanto $\triangle V_s$ è piccolo e quanto $\triangle V_a$ è grande.

1) Alimentatori stabilizzati con regolazione in serie.
2) Alimentatori stabilizzati con regolazione in parallelo.

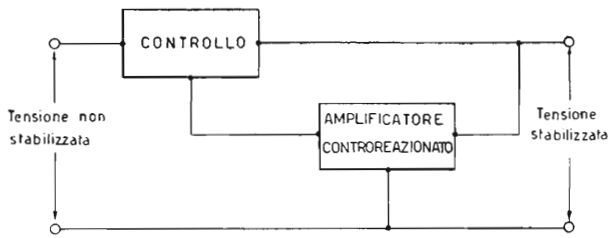


Figura 23 A

Schema a blocchi di un alimentatore stabilizzato con regolazione in serie.

Nei primi la stabilizzazione viene ottenuta variando direttamente la conducibilità dello stadio di controllo che è posto in serie al carico; nei secondi questo stadio di controllo è invece inserito in parallelo al carico stesso e le variazioni del carico vengono compensate indirettamente dalla variazione dello stadio di controllo. I circuiti a blocchi di figure 23A e 23B offrono un quadro più preciso dei diversi meccanismi di controllo.

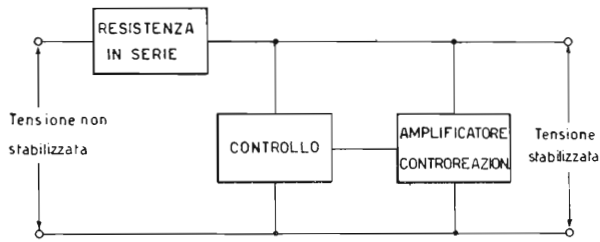


Figura 23 B

Schema a blocchi di un alimentatore stabilizzato con regolazione in parallelo.

Nella stabilizzazione con regolazione in serie la conducibilità dello stadio di controllo (che è di solito uno stadio di potenza) viene automaticamente pilotata da un amplificatore fortemente controreazionato (figura 23 A).
Nella stabilizzazione con regolazione in parallelo la conducibilità variabile dello stadio di controllo, pilotata da un amplificatore fortemente controreazionato, stabilizza indirettamente la tensione, in quanto produce una variazione della corrente di circolazione nella resistenza in serie al carico tale da mantenere la tensione stessa stabilizzata (figura 23B).
Gli alimentatori stabilizzati di tensione continua trovano particolare applicazione negli oscillatori liberi, negli amplificatori in corrente continua, negli amplificatori lineari a radio frequenza, nei trasmettitori transistorizzati ed in tutti i casi in cui è necessario mantenere costante la tensione continua di alimentazione.

La stabilizzazione con regolazione in serie viene preferita a quella con regolazione in parallelo quando le correnti di erogazione verso il carico sono elevate.

1.2 - Alimentatori stabilizzati a tubi termoionici

Il primo dei circuiti che si incontrano nel campo degli alimentatori stabilizzati è quello a tubi a gas con regolazione in parallelo. Il principio di funzionamento di questo tipo di alimentatore stabilizzato, che è fra i più semplici, è il seguente: la conducibilità del tubo varia in funzione della corrente che attraversa il tubo stesso in modo tale che entro un campo relativamente ampio di corrente continua (nella maggior parte dei casi da 5 a 30-40 mA), la tensione tra catodo ed anodo rimane costante (dall'1% al 4% per la maggior parte dei tubi). I diagrammi di figura 24 illustrano le curve caratteristiche di alcuni tubi stabilizzatori a gas.

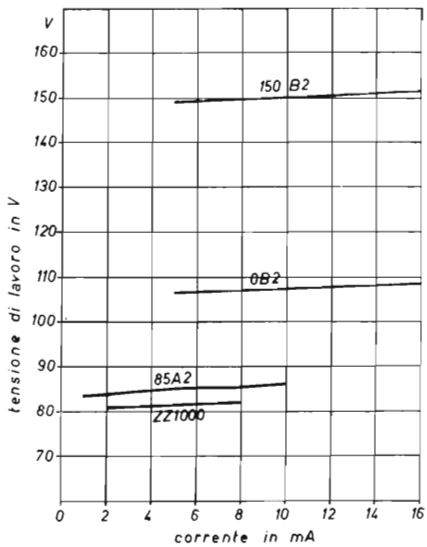


Figura 24

Curve caratteristiche di alcuni tubi a gas.

In figura 25 è illustrato lo schema di principio di un alimentatore stabilizzato a tubo a gas. Il tubo viene collegato, in serie alla resistenza limitatrice R_1, ad una sorgente di tensione continua la cui tensione deve essere più alta del potenziale di accensione del tubo stesso. Questo potenziale è di circa il 30-40% più alto della tensione di lavoro del tubo a gas.

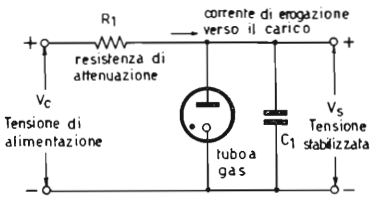


Figura 25

Schema di principio
di un alimentatore stabilizzato
con tubo a gas ($C_1 \leqslant 0{,}1\ \mu F$).

Il circuito di principio di figura 25 può anche essere utilizzato per ottenere tensioni variabili con continuità da zero fino alla tensione di lavoro del tubo a gas quando le correnti di erogazione verso il carico siano piccole (almeno 10 volte più piccole della massima corrente di erogazione e perciò, per la maggior parte dei casi, non superiori a 4 mA). Il circuito di figura 26 indica chiaramente come funziona questo tipo particolare di alimentatore stabilizzato. La condizione di stabilizzazione si ha quando $i_1 \gg i_2$. Per questo si cerca di far scorrere nel potenziometro R_2 la massima corrente possibile ([22]).
È possibile collegare in serie più tubi a gas della stessa specie per ottenere una tensione stabilizzata multipla di quella ottenibile con un sol tubo.

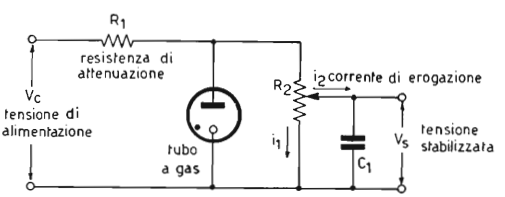


Figura 26

Schema di principio
di un alimentatore stabilizzato
con tensione di uscita variabile.

([22]) Se $V_s = 108$ V ed $i_{max} = 25$ mA il valore più conveniente di R_2 (figura 26) sarà dato da:

$$R_2 = \frac{V_s}{i_{max} - (1/10)\ i_{max}} = \frac{9V_s}{10\ i_{max}} \qquad 1.6$$

Applicando la 1.6 al nostro caso avremo $R_2 = 9 \cdot 108/10.25 = 3{,}9\ k\Omega$. R_2 dovrà dissipare una potenza di $108 \cdot 25 \cdot 9/10 = 2430 mW = 2{,}43 W$. La massima corrente di erogazione sarà di $25/10 = 2{,}5$ mA e la tensione potrà essere variata da 0 a 108 V.

Il carico viene applicato in parallelo al tubo e la corrente di erogazione non supera mai normalmente i 30-35 mA.
A circuito aperto il tubo a gas funge da carico e viene attraversato dalla corrente massima ammissibile dal tubo stesso. Per la maggior parte dei tubi a gas questa corrente massima è di 40 mA. Aumentando la corrente di erogazione verso il carico la corrente interna di circolazione nel tubo diminuisce fino al minimo valore ammissibile. Per la maggior parte dei tubi a gas questo valore minimo è di 5 mA.
Le tensioni che possono essere stabilizzate utilizzando questo sistema non sono variabili a piacere con continuità, ma hanno valori fissi: i più usuali sono 75 V, 85 V, 90 V, 105 V e 155 V come indicato in tab. 3.
Il valore di R_1 (figura 25) può essere facilmente determinato conoscendo la tensione di alimentazione (V_c), la tensione di uscita stabilizzata (V_s) e la massima corrente continua che può circolare nel tubo a gas (I) utilizzando la seguente formula:

$$R_1 = \frac{V_c - V_s}{I} \qquad 1.5$$

Se V_c e V_s sono espressi in volt ed I in mA la 1.5 dà R_1 in kΩ.
La massima corrente di erogazione verso il carico sarà data dalla differenza I ed I_o (valore minimo di corrente per la quale si ha ancora la stabilizzazione).
Facciamo un esempio. Supponiamo di voler costruire un alimentatore stabilizzato a 108 V con una corrente di erogazione di 25 mA e con una tensione continua di alimentazione di 150 V.
Dalla tabella 3 troveremo che il tubo adatto è il 0B2 e dalla 1.5 calcoleremo $R_1 = (150 - 108)/30 = 1{,}4$ kΩ. Questa resistenza dovrà permettere una dissipazione di (150-108) · 30 = 1260 mW = 1,26 W. In pratica useremo una resistenza da 2 W per avere un buon margine di sicurezza. Essendo poi la tensione di accensione 0B2 di 133 V (tabella 3) è necessario che V_c sia maggiore di 133 V; condizione questa che nell'esempio suindicato è soddisfatta.
Nella tabella 3 sono raccolti i dati caratteristici di alcuni tubi a gas e cioè:

1) La tensione di accensione.
2) La tensione di lavoro.
3) Il campo della corrente di lavoro.
4) La massima variazione di tensione che si ha variando la corrente di circolazione dal minimo al massimo (ΔC_{max}).
5) La corrente di picco di accensione.

In figura 27 è rappresentato un circuito utilizzante tre VR150 collegate in serie per ottenere una tensione stabilizzata di uscita di 150 · 3 = 450 V. La corrente di erogazione sarà sempre uguale a quella ottenibile con un sol tubo (e cioè di 35 mA come valore massimo).

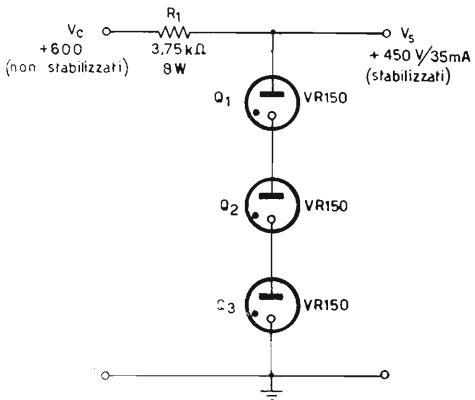


Figura 27

Alimentatore stabilizzato a tubi a gas fra loro connessi in serie.

Tabella 3 - *Caratteristiche di alcuni tubi di alimentatori a gas*

Tipo	Tensione di accensione in Volt (23)	Tensione di lavoro in Volt	Corrente di lavoro in mA (24)	Massima escursione in Volt (25)	Corrente di picco di accensione in mA (26)
0A2	185	150	5 - 30	6	75
0A2WA	165	150	5 - 30	5	75
0B2	133	108	5 - 30	3,5	75
0B2WA	130	108	5 - 30	2,5	75
0A3A/VR75	105	75	5 - 40	—	100
0B3/VR90	125	90	5 - 40	3,5	100
0C2	105	75	5 - 30	—	75
0C3A/VR105	135	105	5 - 40	—	100
0D3A/VR150	185	150	5 - 40	—	100
150B2	180	150	5 - 15	3,5	40
90C1	125	90	1 - 40	12,5	100
85A2	115	85	1 - 10	2,8	40
75C1	115	78	2 - 60	8,0	100
ZZ1000	115	81	2 - 8	1,2	20

(23) I valori indicati sono i minimi necessari per determinare l'accensione dei tubi a gas.
(24) I due valori indicati per ogni tubo indicano rispettivamente la corrente minima e massima ammissibile per mantenere la stabilizzazione.
(25) I valori indicati rappresentano la massima variazione di tensione che si ha quando la corrente di circolazione nel tubo passa dal suo valore minimo a quello massimo.
(26) Nell'istante dell'accensione del tubo la corrente massima assorbita non deve superare i valori indicati.

Il calcolo della resistenza limitatrice è del tutto analogo a quello già visto per un sol tubo con la variante che V_s' indicherà il prodotto della tensione di lavoro di ogni singolo tubo per il numero dei tubi stessi ($V_s' = n \cdot V_s$).
Il circuito fondamentale di figura 25 è utilizzabile anche quando la corrente di erogazione verso il carico è superiore al valore massimo previsto per il tubo scelto, purché le possibili variazioni di erogazione non superino globalmente questo valore massimo. Facciamo un esempio. Supponiamo di voler erogare 100 mA con il tubo 0B2 e con 150 V di alimentazione non stabilizzata riferendoci al circuito di figura 25. Il calcolo di R_1 può essere fatto utilizzando sempre la formula 1.5 in cui però il valore di I va calcolato in maniera diversa. Dovremo fare in modo che quando nel circuito di carico vengano erogati 100 mA nel tubo 0B2 scorra una corrente media inferiore a 25 mA. Se indichiamo con i_1 la corrente che scorre in 0B2 e con i_2 quella che scorre nel carico esterno avremo:

$$i_1 = \frac{I_{max} - I_{max}}{2} + I_{min}$$

$i_1 = 12{,}5 + \ = 17{,}5$ mA (per 0B2
$i_2 = 100$ mA
$I = i_1 + i_2 = 100 + 17{,}5$ mA $= 117{,}5$ mA
Introducendo questo valore nella 1.5 avremo:
$R_1 = (150—108)/117{,}5 = 0{,}357$ kΩ $= 357$ Ω.
Questa resistenza dovrà permettere una dissipazione di:
$(150—108) \cdot 117{,}5 = 4935$ mW $= 4{,}935$ W.
In pratica R_1 dovrà essere 360Ω e 8W per avere un certo margine di sicurezza.
La corrente di erogazione in questo caso potrà variare da $100 — 12{,}5 = 87{,}5$ mA a $100 + 12{,}5 = 12{,}5$ mA. La variazione totale sarà così di 25 mA che è la corrente massima di erogazione del tubo a gas 0B2 in condizioni normali.
Questi limiti devono essere tenuti bene in mente, in quanto se la corrente di erogazione verso il carico dovesse scendere al di sotto di 87,5 mA la corrente di circolazione in 0B2 supererebbe i 30 mA dati come massimo, con slittamento della tensione di uscita e con pericolo di distruzione del tubo. Se la corrente di erogazione dovesse superare i 112,5 mA la corrente di circolazione in 0B2 scenderebbe sotto i 5 mA la corcostituiscono il limite inferiore con cessazione della conducibilità del tubo stesso e slittamento della tensione di uscita. Concludendo sia al di sotto di 87,5 mA che al di sopra di 112,5 mA di corrente di erogazione verso il carico, cessa ogni stabilizzazione della tensione di uscita.
Se sono richieste correnti di erogazione superiori ai 35 mA e se la possibile variazione di questa corrente per effetto

della rete o del carico supera i 35 mA (valore ritenuto per la maggior parte dei tubi a gas come massimo) è necessario ricorrere ad un alimentatore stabilizzato con amplificazione e controllo elettronico.
Un tipico schema a blocchi di un alimentatore stabilizzato con regolazione in serie è mostrato in figura 28. Come già detto il principio di funzionamento di un simile alimentatore è il seguente: lo stadio di controllo varia la propria resistenza in modo inversamente proporzionale alla corrente di erogazione e viene pilotato dallo stadio amplificatore-comparatore che confronta la tensione continua prelevata dallo stadio di campionamento con quella proveniente dallo stadio generatore di tensione di riferimento.
La catena stadio di controllo, stadio di campionamento e stadio amplificatore-comparatore si comporta come un unico stadio fortemente controreazionato per cui le eventuali variazioni della tensione di uscita produrranno variazioni inversamente proporzionali della resistenza interna dello stadio di controllo.
Un esempio pratico chiarirà ulteriormente le idee e metterà meglio a fuoco il meccanismo di funzionamento.
Consideriamo perciò lo schema elettrico di figura 29. Questo schema costituisce un esempio di realizzazione pratica di un alimentatore stabilizzato con una tensione variabile da 160 V a 270 V e con una corrente massima di erogazione di 100 mA. L'alimentatore stabilizzato di figura 29 richiede una alimentazione in tensione continua di 400 V e 125 mA di erogazione ed in tensione alternata di 6,3 V (efficaci) per i filamenti di V_1 e V_2 che deve essere indipendente da eventuali altre utilizzazioni esterne.
Il tubo V_1 ha la funzione di stadio di controllo, le resistenze

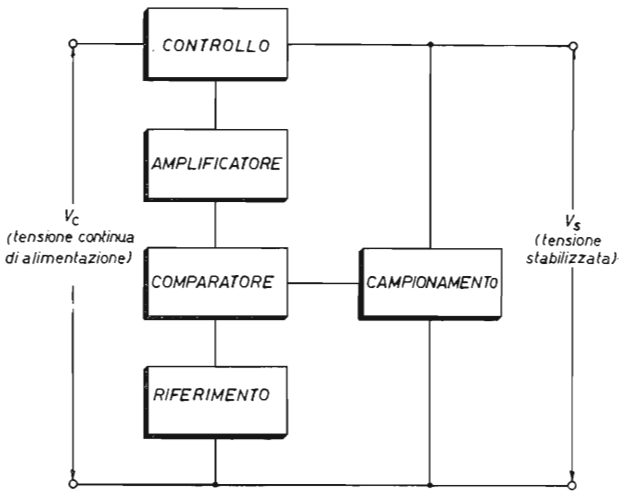


Figura 28

Schema a blocchi di un alimentatore stabilizzato con regolazione in serie.

R_5, R_6 ed R_7 hanno la funzione di stadio campionatore, il tubo V_3 e la resistenza R_3 hanno la funzione di generatore di tensione di riferimento ed il tubo V_2 ha la funzione di stadio amplificatore-comparatore.
Vediamo ora dettagliatamente il circuito di figura 29. Supponiamo perciò che la corrente di erogazione verso il carico subisca, ad un certo istante, un aumento. Per effetto di ciò la caduta di tensione tra il catodo e la placca di V_1 aumenterà e conseguentemente V_s tenderà a diminuire. La diminuzione di V_s avrà per conseguenza una corrispondente diminuzione della tensione continua presente in griglia controllo di V_2 (attraverso le resistenze di campionamento).

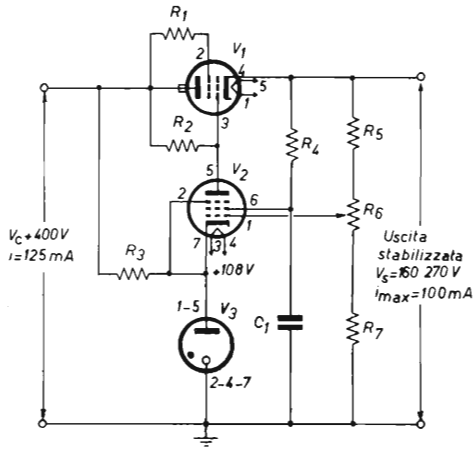


Figura 29

Schema dettagliato di un alimentatore stabilizzato con regolazione in serie.

Essendo il catodo a potenziale fisso (stabilizzato da V_3) e la griglia controllo meno positiva la corrente di placca di V_2 tenderà a diminuire.
La caduta di tensione ai capi di R_2 perciò diminuirà ed il tubo V_1 avendo la propria tensione di griglia più positiva aumenterà di conducibilità facendo diminuire la caduta di tensione tra placca e catodo, compensando la riduzione iniziale di V_s.
Al variare della corrente di carico perciò la tensione di uscita V_s rimarrà costante. Il limite massimo della corrente di erogazione verso il carico sarà dato dalla massima dissipazione di placca sommata a quella di griglia schermo del tubo usato come stadio di controllo.
Il potenziometro R_6 ha la funzione di variare la tensione di uscita V_s in quanto varia direttamente la polarizzazione della griglia controllo di V_2.

Le resistenze R_5, R_7 ed il potenziometro R_6 costituiscono un partitore di tensione che ha la funzione di mandare alla griglia controllo di V_2 una tensione proporzionale a V_s e quindi rappresentano lo stadio di campionamento come già detto.
La resistenza R_3 è la resistenza limitatrice di V_3. Il gruppo R_3-V_3 costituisce un alimentatore stabilizzato (vedi figura 25) che dà la tensione di riferimento.
La resistenza R_2 è la resistenza di carico anodico di V_2 ed R_4 ne polarizza la griglia schermo. Il tubo V_1 è collegato a triodo ed R_1 ha la sola funzione di disaccoppiare la placca dalla griglia schermo.
Il condensatore C_1 forma con R_4 un filtro RC di attenuazione dell'eventuale ronzio residuo presente sul catodo di V_1.
Le variazioni della tensione di alimentazione V_c producono nell'amplificatore una controreazione esattamente analoga a quanto già visto per una variazione della corrente di erogazione verso il carico. Il meccanismo di stabilizzazione è perciò lo stesso.
Per questo motivo un eventuale ronzio presente nella tensione di alimentazione V_c viene automaticamente eliminato e quindi non si richiedono per V_c particolari filtraggi del ronzio residuo.

I componenti dello schema di figura 29 sono i seguenti:

V_1 807, V_2 6AU6, V_3 0B2
R_1 330 Ω 1/2 W
R_2 2,2 MΩ 1/2 W
R_3 15 kΩ 8 W
R_4 10 kΩ 1/2 W
R_5 68 kΩ 1/2 W
R_6 100 kΩ 1/2 W lineare
R_7 86 kΩ 1/2 W
C_1 0,1 μF

(Tutte le resistenze hanno tolleranza 10,0%).

Dalle considerazioni fatte sull'alimentatore stabilizzato di figura 29 si conclude che le sue caratteristiche sono tanto migliori quanto più spinta è l'amplificazione dello stadio amplificatore-comparatore, quanto più stabile è la tensione di riferimento e quanto più grande è la dissipazione di placca e di griglia schermo dello stadio di controllo.
La minima tensione stabilizzata di uscita (utilizzando lo schema di figura 29) deve essere superiore alla tensione di riferimento (108 V). Infatti in corrispondenza a questo valore ed al di sotto di esso la tensione di griglia schermo di V_2 diverrebbe o nulla o negativa rispetto al proprio catodo. In queste condizioni è chiaro che V_2 non può amplificare.

Si stabilisce che la minima tensione di uscita V_s sia di almeno 40-50 V superiore a quella di riferimento (per lo schema di figura 29).
Verificate queste condizioni bisogna inoltre controllare che in corrispondenza alla tensione minima la potenza dissipata in placca ed in griglia schermo di V_1 sia inferiore o al massimo uguale a quella data dal costruttore.
Nel caso di figura 29 per $V_s = 160$ V (che è la tensione minima) si ha una caduta di tensione tra placca e catodo di V_1 di 400-160 = 240 V. Essendo la massima corrente di uscita di 100 mA avremo una dissipazione globale tra placca e griglia schermo di V_1 di 24 W, valore inferiore a quello indicato dal costruttore per la 807 (33,5 W).
La massima tensione di uscita (stabilizzata) deve essere tale da permettere una tensione sufficientemente alta tra la placca e il catodo di V_1. Se infatti la tensione di uscita fosse uguale a quella di entrata la tensione di lavoro di V_1 sarebbe nulla e la sua resistenza interna praticamente infinita.
Si assume perciò che la massima tensione di uscita sia inferiore a quella di alimentazione per almeno 100 V.
Come ultima considerazione, valida per qualunque tipo di alimentatore stabilizzato con regolazione in serie, bisogna controllare che la massima corrente di erogazione sia inferiore o al più uguale alla massima corrente catodica dello stadio di controllo.
Desiderando aumentare la corrente di erogazione dell'alimentatore stabilizzato si possono collegare in parallelo più tubi di controllo (V_1 di figura 29).

1.3 - Alimentatore stabilizzato a tubi da 120 V a 220 V con erogazione massima di 50 mA

Questo alimentatore stabilizzato, costruito per l'alimentazione di un convertitore 144/28 MHz, costituisce un primo esempio di applicazione pratica dello schema fondamentale descritto precedentemente.
Il suo circuito, a regolazione in serie, utilizza due soli tubi e cioè il tubo a gas 85A2 per la tensione di riferimento ed il triodo-pentodo ECL82 rispettivamente per l'amplificazione ed il controllo.
La semplicità del circuito e la sua compattezza rendono questo alimentatore stabilizzato di un certo interesse sia come unità a se stante che come parte di circuiti più complessi richiedenti una stabilizzazione a bassa tensione e bassa corrente.
Le caratteristiche principali, misurate dopo il raggiungi-

mento del regime termico (cioè dopo 15 minuti dall'accensione) sono le seguenti:

— tensione stabilizzata	120 - 220 Volt
— massima corrente di erogazione	50 mA
— tensione del ronzio residuo	
a circuito aperto	1,6 mV (eff.)
a 50 mA di erogazione	7,5 - 14 mV (eff.) ([27])
— grado di stabilità (per una variazione della tensione di rete di ± 15%)	
a circuito aperto	0,020 ([28])
a 50 mA di erogazione	0,022 ([28])
— resistenza interna	
a 180 V e 50 mA di erogazione	12,5 Ω

La costruzione meccanica di questo tipo semplificato di alimentatore stabilizzato è stata realizzata utilizzando un telaio in ferro verniciato di larghezza 170 mm., lunghezza 100 mm., ed altezza 45 mm.

Alimentatore stabilizzato 120-220 V. Disposizione dei principali componenti.

([27]) Il valore della tensione di ronzio residuo a 50 mA di erogazione è funzione della tensione di uscita (tabella 4).
([28]) Come è già detto per grado di stabilità si intende il rapporto tra la variazione percentuale della tensione di uscita stabilizzata e la variazione percentuale della tensione alternata di alimentzione che la determina.

Sulla parte superiore del telaietto, come visibile dalle fotografie sono stati sistemati tutti i principali componenti: l'alimentatore stabilizzato ha così dimensioni di ingombro 170 x 100 x 140 e peso 2,5 kg.
La relativa compattezza di questo alimentatore è dovuta all'impiego sia di raddrizzatori allo stato solido che di un tubo a doppia funzione: il tubo ECL82.

Il circuito

Il circuito a blocchi è illustrato in figura 30: lo stadio di controllo è costituito dalla sezione pentodo del tubo ECL82, lo stadio di campionamento da un partitore resistivo di tensione, lo stadio amplificatore-comparatore dalla sezione triodo del tubo ECL82 e lo stadio generatore di tensione di riferimento dal tubo a gas 85A2.

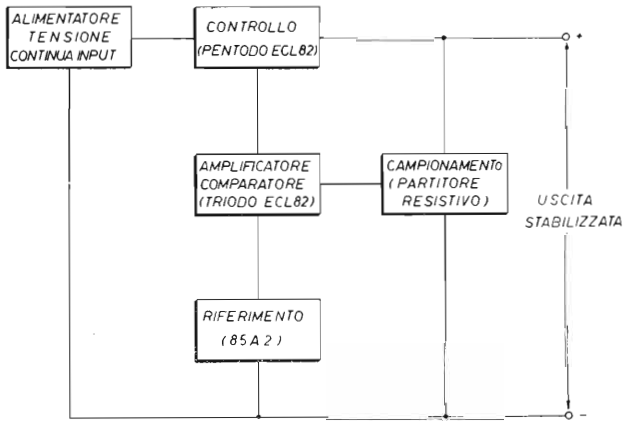
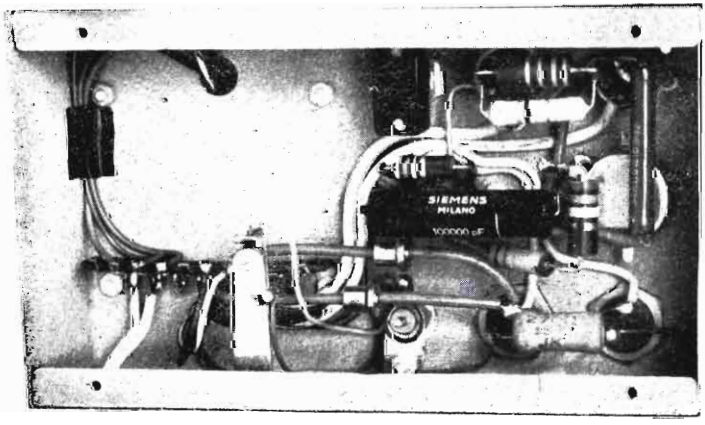


Fig. 30

Schema a blocchi dell'alimentatore stabilizzato.



Alimentatore stabilizzato 120-220 V.
Disposizione dei vari componenti nella parte inferiore del telaio.

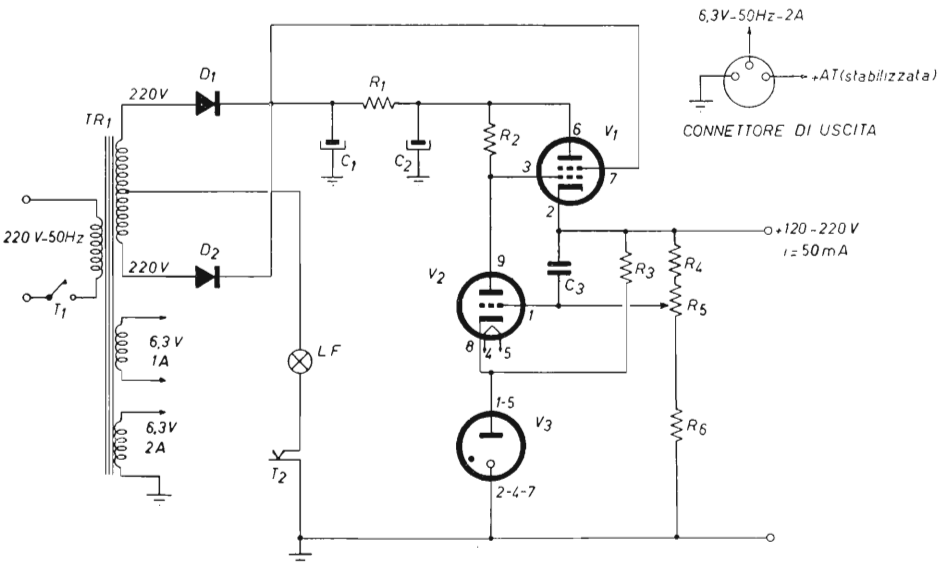


Figura 31

Schema dettagliato dell'alimentatore stabilizzato 120-270 V.

In figura 31 è illustrato lo schema elettrico dettagliato dall'alimentatore stabilizzato.
L'alimentazione è allo stato solido ed utilizza due diodi BY100 (Philips) inseriti in controfase per raddrizzare entrambe le semionde. Il ronzio residuo ha perciò una frequenza doppia di quella della rete e quindi 100 Hz.
La tensione continua dell'alimentatore (285 V) viene fornita alla placca ed alla griglia schermo di V_1 che è inserito in serie all'uscita dell'alimentatore stabilizzato (e quindi anche in serie al carico esterno). Le resistenze R_4, R_6 e il potenziometro R_5 costituiscono lo stadio di campionamento. R_5 ha la funzione, come già precedentemente discusso, di regolare la tensione di uscita con continuità dal minimo al massimo valore è cioè da 120 V a 220 V.
La resistenza R_3 è la resistenza limitatrice di V_3 la cui tensione di lavoro è 85 V (tabella 3). La resistenza R_2 costituisce la resistenza di carico anodico di V_2 ed il suo valore è importante per la miglior stabilizzazione possibile in quanto determina il guadagno dello stadio amplificatore-comparatore (V_2).
Riducendo R_2 da 470 kΩ a 150 kΩ, si ha infatti una notevole diminuzione del grado di stabilità ed un notevole aumento della resistenza interna (che raddoppia).
Le caratteristiche fondamentali elettriche sono raccolte in tabella 4 effettuando le varie misure a 120 V, 150 V, 180 V e 220 V rispettivamente.

Come si nota osservando questa tabella le caratteristiche di questo alimentatore stabilizzato sono da ritenersi più che soddisfacenti considerando la semplicità del circuito.

Tab. 4 - *Caratteristiche elettriche principali* ([29])

Tensione stabilizzata in V	Ronzio residuo a circuito aperto in mV	Ronzio residuo a 50 mA di erogazione in mV	Resistenza interna in Ω	a circuito aperto ([30])	con erogazione di 50 mA ([30])
120	1,4	10,0	15,0	0,026	0,035
150	1,5	7,0	12,5	0,020	0,022
180	1,65	12,1	12,5	0,020	0,022
200	1,8	14,0	16,5	0,025	0,037

([29]) Si ammette una massima variazione di rete di ± 15%.
([30]) Il grado di stabilità indica il rapporto tra la variazione percentuale della tensione stabilizzata e la variazione percentuale della tensione alternata di alimentazione che la determina.

Completano il circuito di figura 31 alcuni accessori e cioè una presa a jack T_2 per il comando a distanza dell'alimentatore stesso ed un avvolgimento supplementare, nel trasformatore di alimentazione, a 6,3 V per l'alimentazione dei filamenti di un circuito utilizzatore esterno. La massa, la tensione stabilizzata e quella a 6,3 V alternata vengono poi inserite in un connettore a tre uscite per il rapido collegamento ai circuiti esterni.
Come fusibile è stata utilizzata una lampadina da 6,3 V - 0,32 A. A conclusione della descrizione del circuito è bene sottolineare quanto segue:

1) I filamenti della ECL82 devono essere sospesi rispetto alla massa per evitare la formazione di tensioni pericolose tra i catodi ed i filamenti.
2) La resistenza R_3 deve essere non inferiore a 2 W come dissipazione di potenza e del tipo ad alta stabilità.
3) L'alimentatore stabilizzato deve essere ritenuto a regime solo dopo 15 minuti dall'accensione dei filamenti.

La taratura ed i controlli.
A circuito terminato è necessario fare i seguenti controlli:

1) La tensione continua ai terminali di C_1 deve essere di 285 V (± 10%) con una erogazione di corrente verso il carico esterno di 50 mA.
2) Il tubo V_3 deve essere luminoso e la sua corrente di circolazione deve essere di 5 mA (misurata tra il catodo e la massa).
3) Regolando R_5 su tutta l'escursione possibile la tensione di uscita con erogazione di 50 mA deve variare da 120 V a 220 V.
4) Inserendo un voltmetro all'uscita dell'alimentatore stabilizzato, l'ago dello strumento indicatore deve subire solo

piccoli spostamenti, appena apprezzabili, quando viene erogata la corrente di 50 mA.

Il circuito non richiede alcuna particolare taratura ed il suo funzionamento è assicurato salvo errori di cablaggio o l'uso di componenti difettosi.

Il montaggio meccanico.

Come già indicato i principali componenti sono montati su un telaietto di lamiera di ferro verniciata secondo la disposizione illustrata in figura 32.
Lateralmente, come visibile dalle fotografie è stato inserito il jack per il comando a distanza ed il gommino passacavi per l'alimentazione della rete.
I particolari del cablaggio sono visibili nella fotografia riguardante la parte interna del telaietto.

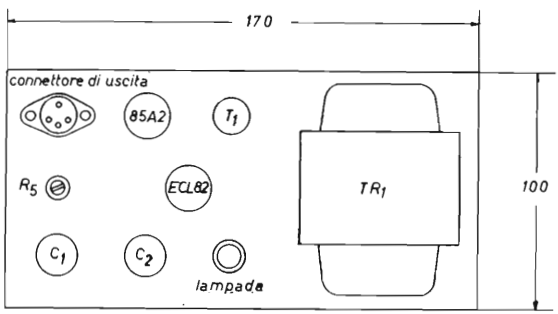


Figura 32

Disposizione dei componenti sul telaio di sostegno.

Elenco dei componenti:

TR_1 Trasformatore di alimentazione avente primario 220 V e secondari 6,3 V - 2 A; 6,3 V - 1 A; 220+ 220 V - 70 mA (le tensioni si intendono misurate con l'erogazione delle correnti indicate).
T_1 Interruttore unipolare (G.B.C. G/1301).
T_2 Presa da pannello a jack (G.B.C. G/ 1542).
$D_1 = D_2$ Diodi al silicio BY100 (Philips).
V_1 Sezione pentodo ECL82.
V_2 Sezione trido ECL82.
V_3 85A2.
R_1 270 Ω - 8 W.
R_2 470 Ω - ½ W.
R_3 25 KΩ - 2 W.
R_4 39 kΩ - ½ W
R_5 potenziometro lineare da 100 kΩ - ½ W.
R_6 39 kΩ - ½ W
$C_1 = C_2$ 40 μF - 500 VL.
C_3 0,1 μF a carta o poliestere.
Connettore a 3 poli da pannello (G.B.C. G/2500-4).

1.4 - Alimentatore stabilizzato a tubi da 170 V a 270 V con erogazione massima di 100 mA

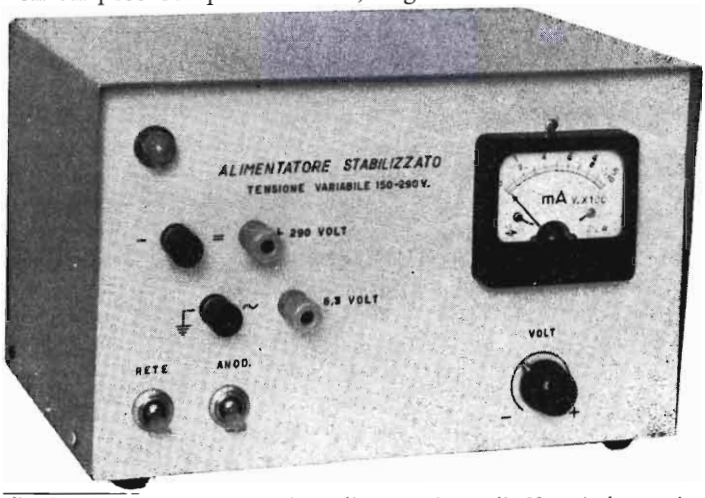
Questo alimentatore stabilizzato di prestazioni medie, ripropone lo stesso circuito fondamentale di figura 29 e costituisce un secondo esempio di realizzazione pratica di detto circuito.

Il suo circuito, a regolazione in serie, utilizza quattro tubi e cioè il tubo a gas 0B2 per la tensione di riferimento, il tubo EF85 per lo stadio amplificatore-comparatore, il tubo EL36 per lo stadio di controllo ed il tubo GZ34 per raddrizzare ad onda piena la tensione alternata di alimentazione.

Le caratteristiche principali, misurate dopo il raggiungimento del regime termico (cioè dopo 15 minuti dall'accensione dei filamenti) sono le seguenti:

— tensione stabilizzata	170 - 270 V ([31])
— massima corrente di erogazione	100 mA
— tensione del ronzio residuo	
a circuito aperto	10 mV (eff.) ([32])
a 100 mA di erogazione	50 mV (eff.) ([32])
— grado di stabilità (per una variazione della tensione di rete di ± 15%)	
a circuito aperto	0,009 ([33])
a 100 mA di erogazione	0,009 ([33])
— resistenza interna	
a 250 V e 100 mA di erogazione	7 ohm

Questo alimentatore stabilizzato è stato montato in un contenitore metallico in lamiera di ferro verniciata avente larghezza 245 mm., profondità 170 mm. ed altezza 150 mm. con un peso complessivo di 5,6 kg.



Alimentatore stabilizzato 170-270 V: pannello frontale.

([31]) Con una corrente massima di erogazione di 60 mA la tensione stabilizzata è variabile da 150 a 290 V.
([32]) Si tratta di valori medi (vedi tabella 5).
([33]) Il grado di stabilità indica il rapporto tra la variazione percentuale della tensione stabilizzata e la corrispondente variazione percentuale della tensione alternata di alimentazione che la determina.

I vari componenti sono stati assemblati su un telaio interno metallico avente dimensioni 142 x 165 x 50 mm., come visibile dalle fotografie riportate.
Sulla parte frontale di questo telaio di sostegno è stato fissato il pannello frontale, mentre una lamiera piegata ad U e fissata lateralmente al telaio suindicato, completa il contenitore.
Questo alimentatore stabilizzato è stato costruito senza preoccupazioni di compattezza, anche allo scopo di permettere una naturale ed efficiente circolazione di aria di raffreddamento.

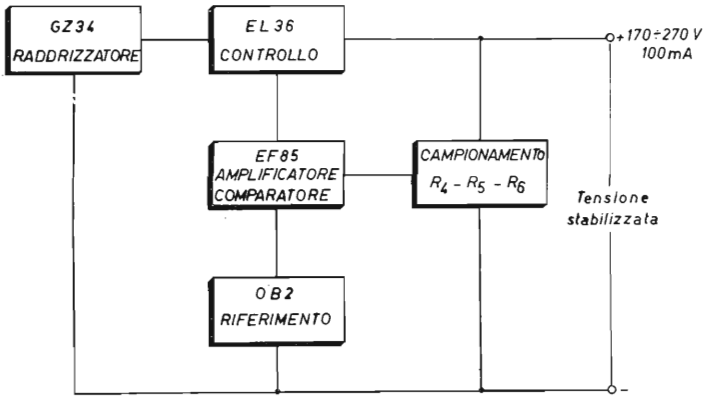
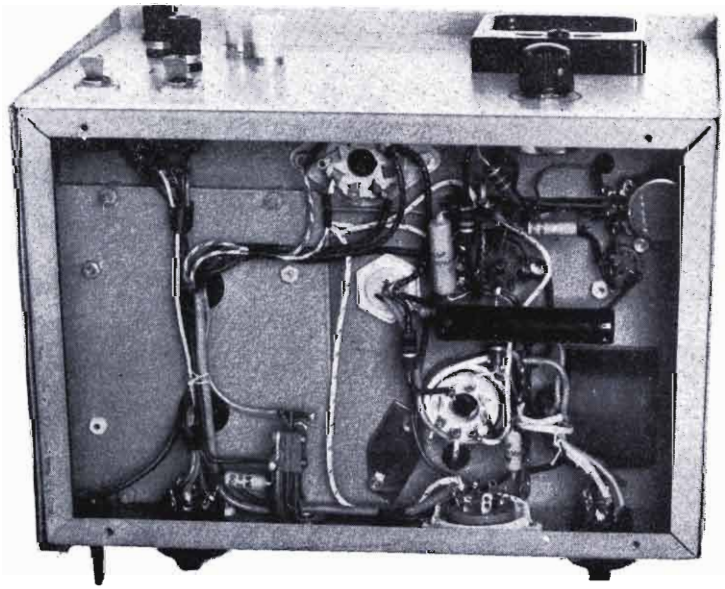


Figura 33

Schema a blocchi dell'alimentatore stabilizzato 170-270 V.



Alimentatore stabilizzato 170-220 V: disposizione dei vari componenti nella parte inferiore del telaio.

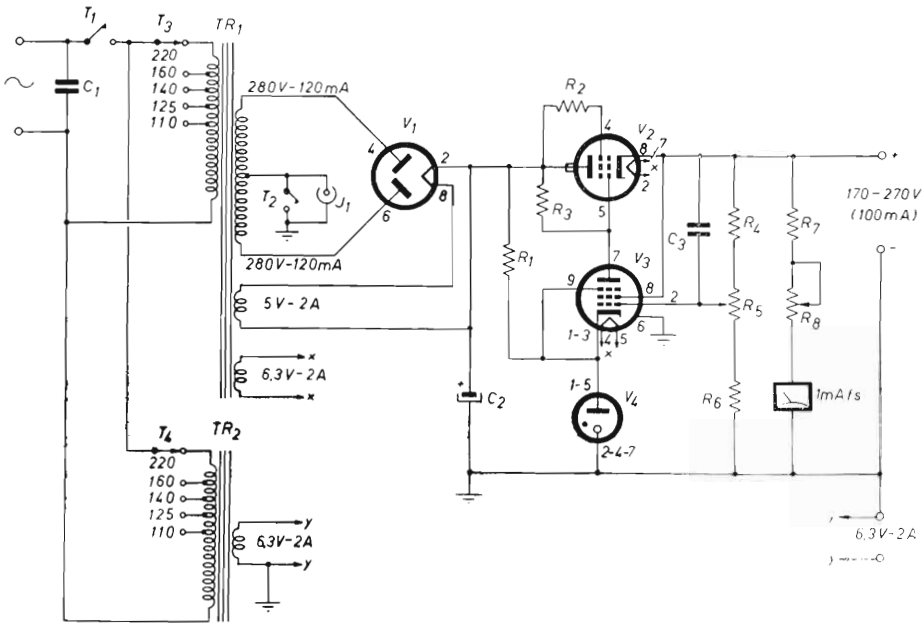
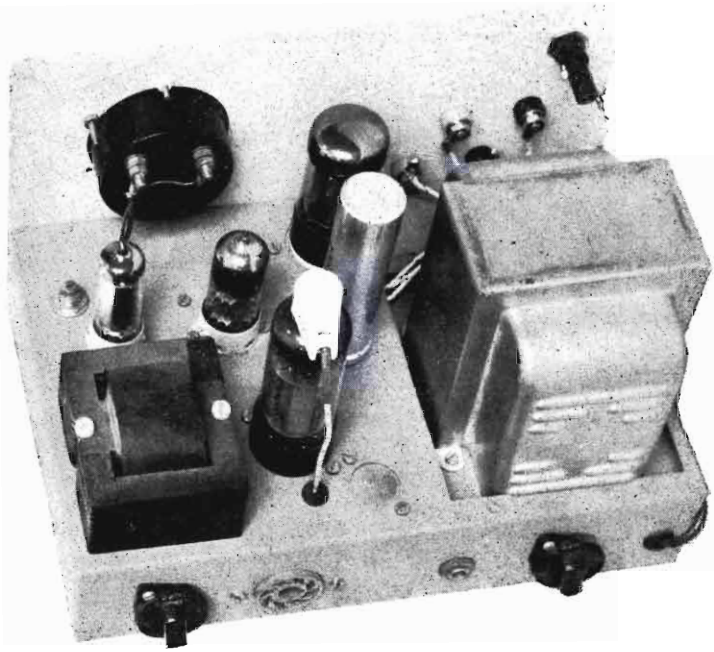


Figura 34

Schema dettagliato
dell'alimentatore stabilizzato
170 - 270 V.



Alimentatore stabilizzato
170-270 V:
disposizione dei vari componenti
al di sopra del telaio.

Il circuito

Il circuito a blocchi è illustrato in figura 33. Si tratta di un alimentatore stabilizzato con regolazione in serie in cui lo stadio raddrizzatore è costituito dal tubo GZ34. Come già detto il tubo EL36 costituisce lo stadio di controllo, il tubo EF84 quello di amplicazione e comparazione ed il tubo a gas 0B2 quello di generatore di tensione di riferimento.
In figura 34 è illustrato il circuito elettrico dettagliato. La tensione alternata di alimentazione viene fornita da TR_1 avente un primario universale e tre secondari di cui uno ad alta tensione (280+280 V a 120 mA) e due a bassa tensione (5 V a 2 A e 6,3 V a 2,A).
Dato che entrambi i secondari a bassa tensione non sono disponibili per eventuali usi esterni (in quanto già utilizzati per l'alimentatore stabilizzato stesso) è stato impiegato un secondo trasformatore (TR_2) avente la sola funzione di rendere disponibile per circuiti esterni una tensione alternata di 6,3 V con una massima corrente di erogazione di 2 A.
Come circuito raddrizzatore per entrambe le semionde (circuito in controfase) è stato utilizzato V_1 (GZ34) a carico capacitivo (C_2) che costituisce l'unico elemento del circuito di filtraggio del ronzìo residuo (a 100 Hz).
L'alimentatore stabilizzato ha un meccanismo di funzionamento del tutto analogo a quello già descritto precedentemente (1.3) e vi si rimanda per ogni ulteriore informazione.
Lo stadio amplificatore comparatore è un pentodo ad alta pendenza (V_3 - EF86) che assicura col suo alto guadagno una stabilizzazione nettamente migliore di quella ottenuta con l'alimentatore stabilizzato di figura 31 (vedi tabella 4 e 5).

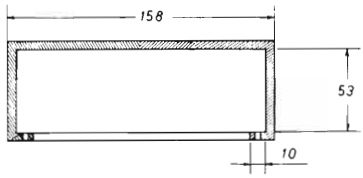


Figura 35

Sezione del telaio di supporto. Le misure sono leggermente inferi a quelle riportate nel testo perché si tiene conto dello spessore della lamiera.

Unici particolari degni di rilievo sono:

1) L'alimentazione di V_4 viene fatta inserendo R_1 direttamente all'uscita del raddrizzatore e non sull'anodica già stabilizzata come è stato fatto per il circuito di figura 31. Questo accorgimento fa diminuire leggermente la stabilità, ma permette di aumentare il campo di variazione della tensione stabilizzata e la massima corrente di erogazione verso il carico.

2) La mancanza della resistenza di polarizzazione della griglia schermo di V_3 permette un leggero miglioramento del grado di stabilità ed una leggera diminuzione della resistenza interna.

La griglia schermo di V_2 è collegata direttamente alla placca mediante una resistenza da 100 Ω (R_2). Il tubo regolatore di tensione funziona come triodo.
La placca di V_3 è alimentata tramite una resistenza da 8,2 MΩ, che assicura al tubo stesso la massima amplificazione praticamente possibile.

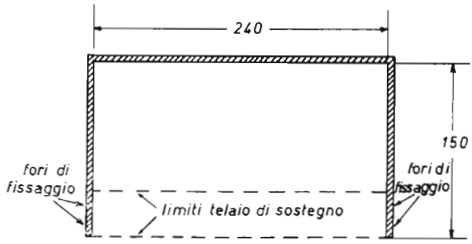


Figura 36

Sezione trasversale del coperchio di chiusura (secondo un piano parallelo al pannello frontale.

Anche per questo alimentatore stabilizzato i filamenti di V_2 e V_3 devono essere sospesi da massa per i motivi già specificati precedentemente e cioè per evitare di applicare tensioni pericolose tra i catodi ed i filamenti di entrambi i tubi.
Completa il circuito uno strumento indicatore della tensione di uscita che viene inserito direttamente all'uscita dell'alimentatore stabilizzato e che mediante R_8 viene tarato a 500 V f.s.

Tabella 5 - *Caratteristiche elettriche principali*

Tensione stabilizzata in V	Ronzìo residuo a circuito aperto in mV	Ronzìo residuo a 100 mA di erogazione in mV	Resistenza interna in Ω	Grado di stabilità	
				a circuito aperto	con erogazione di 100 mA
170	9,5	31	5,0	0,010	0,010
200	8,8	40	5,0	0,007	0,007
250	11,0	73	7,0	0,007	0,008
270	12,5	87	10,0	0,008	0,008
290	13,7	54	11,0	0,009	0,010

La taratura ed i controlli

A circuito terminato è necessario effettuare i seguenti controlli:

1) La tensione continua ai capi di C_1 (figura 34) deve essere 330 V (± 10%) con una corrente di erogazione verso il carico di 100 mA.

2) Il tubo V_4 deve essere luminoso e la corrente di circolazione misurata tra il catodo e la massa) deve essere di 16-17 mA quando la corrente di erogazione verso il carico è di 100 mA.

3) Regolando R_5 si deve notare una variazione continua e progressiva della tensione stabilizzata da 150 V a 290 V a circuito aperto.

4) La variazione della tensione di rete (± 10%) e le variazioni di carico fino ai massimi limiti consentiti devono produrre variazioni sull'ago dell'indicatore di tensione di uscita quasi inapprezzabili.

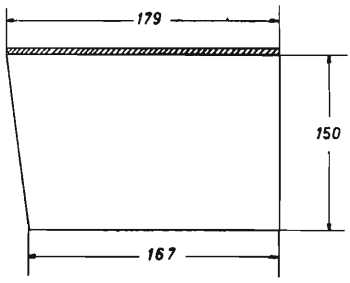


Figura 37

Sezione trasversale del coperchio di chiusura (secondo un piano perpendicolare al pannello frontale e quindi come visto da un fianco).

La sola taratura richiesta da questo circuito è quella dello strumento indicatore della tensione stabilizzata che viene effettuata regolando R_8 fino ad ottenere un fondo scala di 500 V. Per fare ciò sarà sufficiente inserire all'uscita dell'alimentatore stabilizzato un voltmetro per corrente continua.
L'alimentatore stabilizzato non richiede nessuna altra particolare taratura ed il suo funzionamento è assicurato salvo errori di cablaggio o l'uso di componenti difettosi.

Il montaggio meccanico

L'alimentatore stabilizzato è stato costruito utilizzando un contenitore metallico composto essenzialmente di tre parti:

1) Il telaio metallico in ferro verniciato (spessore 1 mm) avente un piano superiore di 160 x 240 mm e le quattro fiancate di 55 mm piegate ad angolo retto e saldate l'una all'altra in modo da formare un tutto unico col piano superiore. Ciascuna delle quattro fiancate ha un bordino di 11 mm ulteriormente piegato come mostrato in figura 35. Ciascun bordino ha alcuni fori filettati (3 MA) per il fissaggio del pannello di chiusura.

2) Il pannello frontale costruito in lega di alluminio verniciata avente lo spessore di 2,5 mm e le dimensioni di 150 x 242 mm. Questo pannello viene fissato al telaio di supporto (descritto al punto 1) utilizzando le parti filettate di T_1, T_2 ed R_5 (figura 34).

3) Il coperchio di chiusura in lamiera di ferro verniciata da 1 mm di spessore. Questo coperchio viene piegato ad U come indicato nelle figure 36 e 37 e si adatta sia al telaietto che al panello frontale per completare il contenitore. Il coperchio viene fissato alle fiancate laterali del telaio mediante quattro viti autofilettanti.

I principali componenti sono fissati nella parte superiore del telaio di supporto come indicato chiaramente dalle fotografie riportate e dalla figura 38.
La parte posteriore del contenitore rimane aperta per la naturale aerazione dei tubi e dei trasformatori.
Il condensatore C_2, tutti i tubi ed i trasformatori TR_1 e TR_2 sono alloggiati nella parte superiore del telaio di supporto.
Lo strumento indicatore, i terminali di uscita per la tensione stabilizzata e di filamento e il potenziometro R_5 sono sistemati sul pannello frontale.
I due cambiatensione (T_3 e T_4), la presa jack per il comando a distanza per l'inserimento della tensione stabilizzata (J_1) ed uno zoccolo octal per un'uscita supplementare delle tensioni di filamento ed eventualmente della tensione stabilizzata (non collegata) sono sistemati sulla parte posteriore del telaio di supporto come mostrato dalle fotografie riportate.
Tutti gli altri componenti secondari (resistenze, capacità, etc.) sono alloggiati nella parte interna del telaio di supporto.

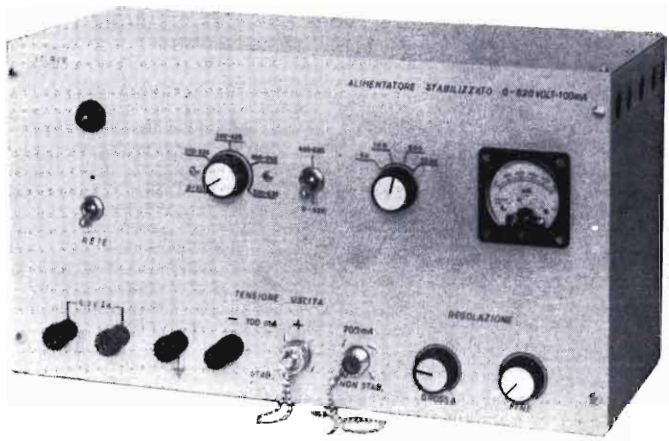
Elenco dei principali componenti.

TR_1	Trasformatore di alimentazione anodica e filamenti avente primario universale ed i seguenti secondari: — 280+280 V a 120 A — 6,3 V a 2 A — 5,0 V a 2 A
TR_2	Trasformatore per filamenti avente primario universarale e secondario a 6,3 V - 2 A.
$T_1=T_2$	Interruttore unipolare da 280 V - 0,5 A
$T_3=T_4$	Cambiatensione
R_1	20 kΩ - 10 W
R_2	100 Ω - 1 W 8,2 MΩ- ½ W
R_4	56 kΩ - ½ W
R_5	potenziometro lineare da 100 kΩ ½ W
R_6	47 kΩ - ½ W
R_7	220 kΩ - ½ W
R_8	potenziometro lineare da 1 MΩ - ½ W
C_1	10 nF - 1000 VL (carta)
C_2	32 μF - 500 VL (elettrolitico)
C_3	0,1 μF - 400 VL (poliestere)

Strumento 1 mA fondo scala a bobina mobile.

1.5 - Alimentatore stabilizzato a tubi da 0 a 620 V con erogazione massima di 100 mA

Questo terzo alimentatore stabilizzato è stato costruito per un uso universale. Infatti la sua tensione di uscita è regolabile da zero fino a 620 V con una erogazione massima di 100 mA su tutto il campo di tensione stabilizzata.
Il suo circuito, pur seguendo nelle sue linee fondamentali lo schema basico di figura 29 dispone di un doppio triodo amplificatore-comparatore e di una serie di tensioni di riferimento (da — 108 V a + 500 V) che vengono commutate corrispondentemente alle varie portate voltmetriche.



Alimentatore stabilizzato 0-620 V: disposizione dei componenti sul pannello frontale.

Le caratteristiche elettriche principali, dopo il raggiungimento del regime termico (cioè dopo 15 minuti dall'accensione dei filamenti) sono le seguenti:

— tensione stabilizzata	6 - 620 V ([34])([35])([36])
— massima corrente di erogazione	100 mA ([37])
— tensione del ronzio residuo	
a circuito aperto (a 500 V)	33 mV (eff.)
a 100 mA di erogazione (a 500 V)	100 mV (eff.)
— grado di stabilità (per una variazione della tensione di rete di ± 10% e per 500 V di uscita stabilizzata) ([38])	
a circuito aperto	0,015
a 100 mA di erogazione	0,016
— resistenza interna	
a 500 V e 100 mA di erogazione	15 Ω

([34]) Come valore di picco sono raggiungibili i 650V.
([35]) Il campo di tensione stabilizzata da 0 a 620V è suddiviso in 5 portate voltmetriche e cioè: 0-210V, 200-320, 300-420, 400-550 e 550-620V.
([36]) Sono inoltre disponibili 5 tensioni non stabilizzate con una corrente massima di erogazione di 200 mA e cioè 275, 375, 510, 640 e 780V.
([37]) Nelle portate voltmetriche: 80-210V, 200-320V, 330-420V, 460-550V e 590-620V la massima corrente di erogazione per la tensione stabilizzata è di 150 mA.
([38]) Come già detto per grado di stabilità si intende il rapporto tra la variazione percentuale della tensione di uscita stabilizzata e la variazione percentuale della tensione di alimentazione che la determina. Così dato un grado di stabilità di 0,015 per una variazione della rete di ±10% si ha una variazione della tensione stabilizzata dello ±0,15% Infatti 0,15/10 = 0,015.

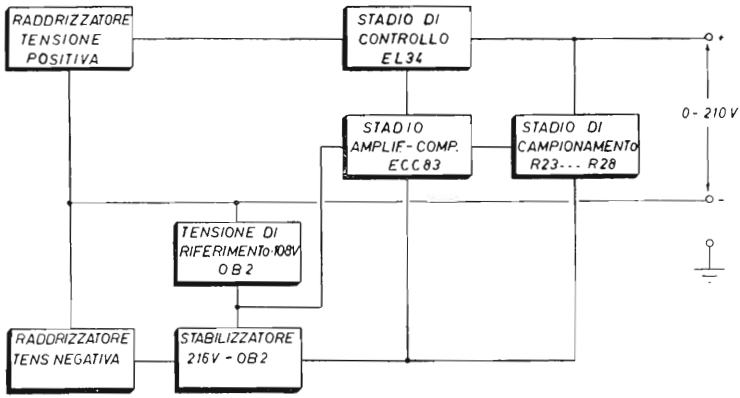


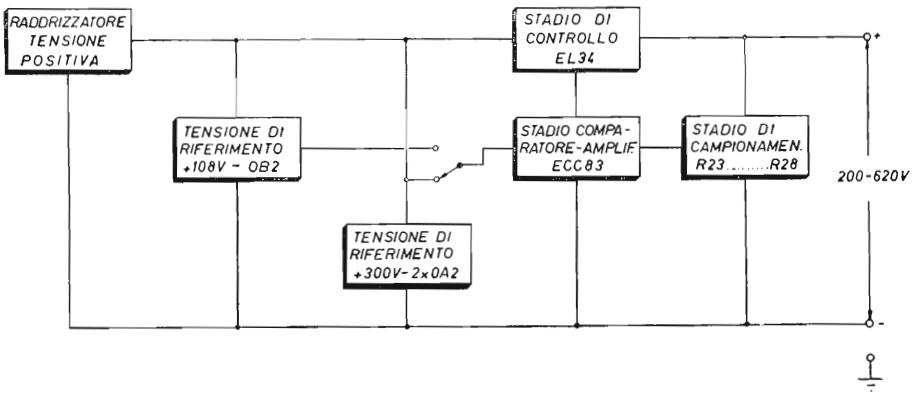
Figura 38 A

Schema a blocchi dell'alimentatore stabilizzato commutato tra 0 e 210 V.

Il circuito elettrico dell'alimentatore stabilizzato è rappresentato dai due schemi a blocchi di figura 38 A e 38 B. Il primo rappresenta il circuito commutato per il campo di tensione 0 - 210 V ed il secondo per i campi successivi.
Questo alimentatore stabilizzato ha un circuito di tipo classico quando viene commutato per i campi di tensione superiori ai 210 V (figura 38 B) ed un circuito modificato quando viene commutato per il campo di tensione 0 - 210 V (figura 38 A).
Questa particolare commutazione è necessaria in quanto tra 0 e 210 V la tensione di catodo e quella di grigia dello stadio amplificatore-comparatore devono essere negative rispetto al ritorno comune (figura 38 A), per mantenere una sufficiente tensione anodica di questo stadio anche per tensioni di uscita prossime allo zero.
Per tensioni superiori ai 210 V il circuito ridiventa di for-

Figura 38 B

Schema a blocchi dell'alimentatore stabilizzato commutato tra 220 V e 620 V.



mulazione tradizionale e varie tensioni di riferimento (positive) vengono commutate corrispondentemente alle varie portate voltmetriche (figura 38 B).
I circuiti di figura 38 A e 38 B hanno in comune lo stadio di controllo (EL34), lo stadio amplificatore-comparatore a doppio triodo (ECC83), lo stadio di campionamento (formato da un partitore resistivo come verrà meglio descritto più avanti) e l'alimentatore di tensione anodica principale (a ponte di Graetz).

In figura 39 è illustrato lo schema elettrico dettagliato con l'indicazione delle varie commutazioni. La posizione del commutatore CT_1 (e cioè CT_{1A}, CT_{1B}, CT_{1C} e CT_{1D}) come indicata in figura 39 è riferita alla portata voltmetrica 550-620 V ([39]).
Il circuito di stabilizzazione è alimentato da due alimentatori di tensione continua di cui il primo (facente capo a TR_1) con ponte di diodi D_1 ... D_8 per fornire la tensione anodica principale ed il secondo (facente capo a TR_2) in controfase per fornire la tensione negativa di alimentazione di V_7 e V_8.
Il trasformatore TR_1 ha un secondario a cinque prese (220 V - 300 V - 410 V - 510 V - 615 V) che vengono commutate corrispondentemente alle varie portate voltmetrice in modo da non fare superare mai la massima dissipazione anodica di V_4 (stadio di controllo) per una corrente di erogazione di 100 mA. Le sezioni di CT_1 commutano rispettivamente le prese sul secondario di TR_1, la tensione di riferimento di + 108, la tensione negativa ai catodi di V_5 - V_6 e la tensione di riferimento alla griglia di V_5. Il commutatore CT_{2A} - CT_{2B} viene inserito solo per le due ultime portate voltmetriche e cioè 400-550 V e 550-620 V.
Al fine di chiarire il funzionamento dell'alimentatore stabilizzato nelle sue varie portate voltmetriche discutiamo i vari circuiti corrispondentemente alle varie commutazioni.

1) Portata voltmetrica 0-210 V.
   - CT_{1A} alimenta il ponte di diodi a 220 V di tensione alternata.
   - CT_{1B} esclude V_1.
   - CT_{1C} inserisce la tensione negativa stabilizzata di —216 V al ritorno comune dei catodi di V_5 - V_6 e del partitore R_{24} - R_{25} - R_{26} - R_{27} - R_{28}.
   - CT_{1D} alimenta la griglia di V_5 con — 108 V (tensione di riferimento).

([39]) La commutazione CT_{1A} in particolare deve essere antiarco con una tensione di isolamento verso massa di almeno 1000V (in continua).

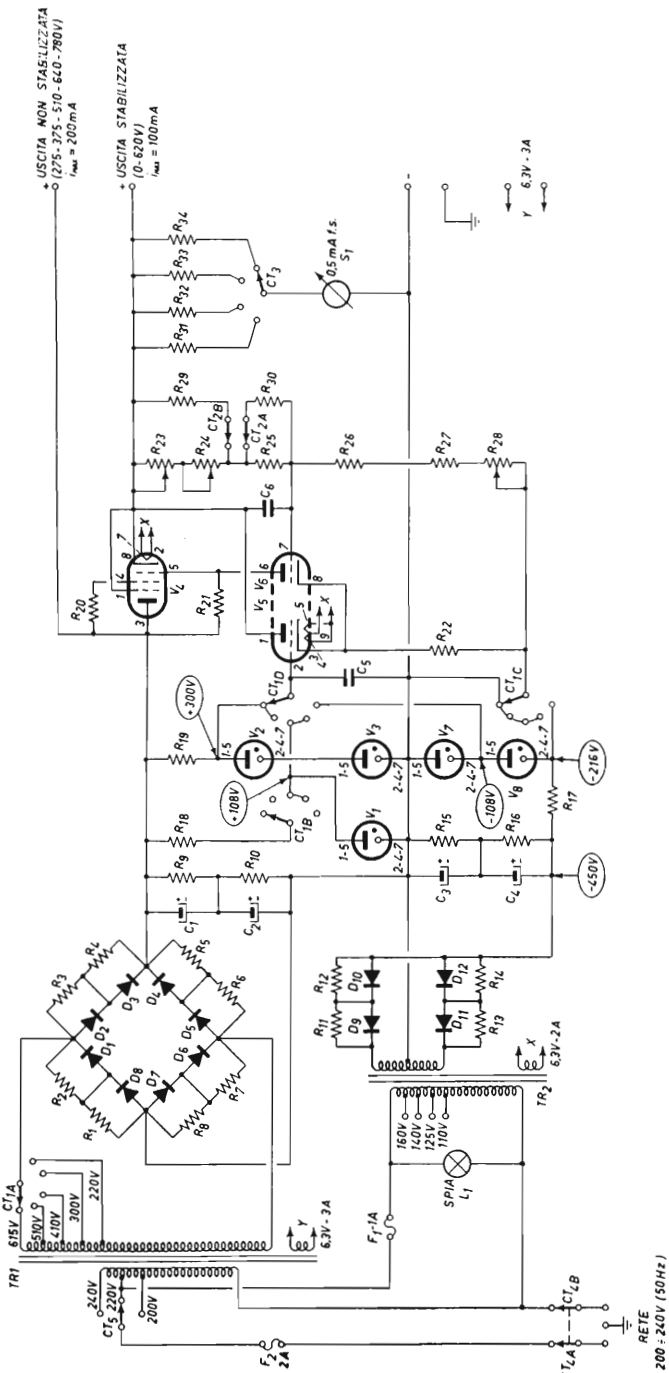


Figura 39

Schema dettagliato dell'alimentatore stabilizzato 0 - 620 V (I_{max} = 100 mA). Le tensioni indicate nei cerchietti sono in corrente continua, le altre in corrente alternata.

CT_{2A} e CT_{2B} escludono rispettivamente R_{30} ed R_{29} (queste commutazioni vengono azionate separatamente da CT_1).

Corrispondentemente a questa commutazione si ha pertanto l'esclusione dei tubi stabilizzatori a gas V_1, V_2 e V_3. Anche per tensioni di uscita nulle (tra il catodo di V_4 ed il negativo del ponte di diodi (D_1 ... D_8) le tensioni anodiche di V_5 - V_6 hanno un valore di circa 100 V rispetto ai propri catodi. Ciò è dovuto al fatto che la tensione catodica di V_5 - V_6 è negativa di circa 100 V rispetto al polo negativo dell'uscita stabilizzata.

Il meccanismo di funzionamento dell'alimentatore stabilizzato rimane del tutto analogo a quello precedentemente descritto.

2) Portata voltmetrica 220-320 V.

CT_{1A} alimenta il ponte di diodi a 300 V di tensione alternata.

CT_{1B} include V_1.

CT_{1C} inserisce al polo negativo dell'uscita stabilizzata il ritorno comune dei catodi di V_5 - V_6 e del partitore R_{23} ... R_{28}.

CT_{1D} alimenta la griglia di V_5 con + 108 V (tensione di riferimento).

CT_{2A} e CT_{2B} come la portata voltmetrica 0 - 210 V.

Corrispondentemente a questa commutazione si ha pertanto l'esclusione dei tubi stabilizzatori a gas V_2, V_3, V_7 e V_8. L'alimentatore stabilizzato rientra così nella serie tradizionale già descritta (1.2).

3) Portata voltmetrica 300 - 420 V.

CT_{1A} alimenta il ponte di diodi a 410 V di tensione alternata.

CT_{1B} include V_1.

CT_{1C} come per la portata voltmetrica 200 - 320 V.

CT_{1D} alimenta la griglia di V_5 con + 108 V (tensione di riferimento).

CT_{2A} e CT_{2B} come per la portata voltmetrica 220 - 320 V.

Corrispondentemente a questa commutazione si ha come unica variante rispetto a quella precedente (2) la variazione della tensione alternata di alimentazione diodi.

4) Portata voltmetrica 400 - 550 V.

CT_{1A} alimenta il ponte di diodi a 510 V di tensione alternata.

CT_{1B} esclude V_1.

CT_{1C} come per la portata voltmetrica 200-320 V.

CT_{1D} alimenta la griglia di V_5 con + 300 V (tensione di riferimento).

CT_{2A} e CT_{2B} inseriscono rispettivamente R_{29} e R_{30} (queste commutazioni vengono azionate separatamente da CT_1).
Corrispondentemente a questa commutazione si ha per tanto l'esclusione dei tubi stabilizzatori V_1, V_7 e V_8. Il circuito a blocchi rimane quello di figura 38 B.

5) Portata voltmetrica 550 - 620 V.
CT_{1A} alimenta il ponte di diodi a 610 V di tensione alternata.
CT_{1B} esclude V_1.
CT_{1C} come per la portata voltmetrica 200 - 320 V.
CT_{1D} come per la portata voltmetrica 400 - 550 V.
CT_{2A} e CT_{2B} come per la portata voltmetrica 400 - 550 V.
Corrispondentemente a questa commutazione si ha come unica variante rispetto a quella precedente (4) la variazione della tensione alternata di alimentazione diodi.

Relativamente alle suindicate portate voltmetriche è necessario sottolineare il fatto che i valori rispettivamente inferiori e superiori di ciascuna portata non corrispondono alle posizioni terminali del cursore di R_{23} (vedi oltre). Pertanto tali portate vanno cercate in corrispondenza a posizioni intermedie di tale cursore. Così ad esempio la portata voltmetrica 550 - 620 V viene impostata solamente da una piccola parte di rotazione dell'albero di R_{23}: infatti la rotazione completa produrrebbe una variazione totale di tensione stabilizzata di uscita da 390 V a 700 V, ma solo per il campo 550 - 620 V si ha la stabilizzazione indicata dalla tabella sottoriportata (tabella 6) senza superare, a 100 mA di erogazione, la massima dissipazione anodica di V_4 e senza superare la tensione anodica di 300 V per V_5 e V_6.
Vediamo ora la funzione dei vari potenziometri. Il potenziometro V_{23} (come già visto) ha la funzione di variare (forti variazioni) la tensione stabilizzata di uscita. Il potenziometro V_{24} ha la funzione di produrre piccole variazioni della tensione stabilizzata suindicata. Questo potenziometro è molto utile nel campo di tensione tra 0 e 100 V. Il potenziometro R_{28} (semifisso) ha la funzione di regolare lo zero di tensione stabilizzata nella portata voltmetrica 0 - 210 V. R_{28} viene regolato una volta per tutte e deve essere montato in modo da rendere impossibile una accidentale rotazione del suo albero.
Per quanto riguarda gli altri componenti il condensatore C_5 contribuisce a ridurre il ronzio presente in uscita (solo però in misura piuttosto modesta) ed il condensatore C_6 aumenta la velocità di risposta dell'amplificatore formato da V_5 - V_6.
Come visibile dallo schema di figura 39 l'alimentatore stabilizzato può fornire alcune tensioni non stabilizzate (275-375-510-640-780 V) corrispondentemente alle varie posizioni del

settore CT_{1A} con una corrente di erogazione massima di 200 mA.
Queste tensioni continue non stabilizzate sono utilizzabili contemporaneamente a quelle stabilizzate purché la somma totale delle correnti continue non superi i 250 mA.
Nel trasformatore TR_1 (figura 39) è stato previsto un secondario a bassa tensione (6,3 V - 3 A) per l'accensione di filamenti di tubi termoionici facenti parte di eventuali circuiti utilizzatori.
Il secondario a bassa tensione di TR_2 (6,3 V - 2 A) viene utilizzato per l'accensione dei filamenti di V_4, V_5 e V_6 ed è assolutamente necessario che sia sospeso sia rispetto a massa che rispetto al terminale negativo della tensione di uscita per motivi già detti precedentemente (1.2 e 1.3).
Completa il circuito di figura 39 uno strumento per la lettura della tensione stabilizzata di uscita avente le portate a fondo scala di 50-100-500-1000 V a seconda della posizione del commutatore CT_3 che inserisce rispettivamente le seguenti resistenze addizionali R_{31}-R_{32}-R_{33}-R_{34}. Queste resistenze devono essere ad alta stabilità e con una tolleranza massima di 1%. Si consigliano le resistenze a strato metallico della MIAL (Milano).
Nella tabella 6 qui sotto riportata sono raccolte dettagliatamente le caratteristiche principali dell'alimentatore stabilizzato dopo il raggiungimento del regime termico (cioè dopo 15 minuti dall'accensione dei filamenti) sia a circuito aperto che con una corrente di erogazione di 100 mA.

Tabella 6 - *Caratteristiche elettriche alimentatore stabilizzato* O-620 *V.*

Tensione stabilizzata (V)	Ronzio residuo a circuito aperto (mV eff)	Ronzio residuo a 100 mA di erogaz. (mV eff.)	Resistenza interna (Ω)	Grado di stabilità	
				circuito aperto	a 100 mA erogazione
20	2,5	10	6	0,100	0,150
30	2,6	12	7	0,067	0,100
50	3,0	14	7	0,040	0,045
100	3,6	15	7	0,021	0,023
200	10,1	25	8	0,011	0,012
300	19,5	32	12	0,012	0,012
500	34,0	100	15	0,015	0,016
620	38,2	120	18	0,016	0,018

Dall'osservazione della tabella 6 si nota in particolare una diminuzione del grado di stabilità verso le tensioni basse specialmente al di sotto di 100 V ([40]).
Questo peggioramento del grado di stabilità può essere ridotto aumentando l'amplificazione dello stadio amplificatore-comparatore (ad esempio due stadi di amplificazione in cascata) e migliorando la stabilità delle tensioni di riferimento.
Ciò comporta naturalmente una completa rielaborazione del progetto che non è stata presa in esame.

La taratura ed i controlli

A circuito terminato è necessario effettuare alcuni controlli che garantiscono la mancanza di errori di cablaggio e l'assenza di componenti difettosi.

Questi controlli sono i seguenti:

1) La tensione continua non stabilizzata con erogazione di 200 mA deve avere i valori riportati in figura 39 corrispondentemente alle varie posizioni del settore CT_{1A} e cioè 275-375-510-640-780 V.
2) La tensione continua ai capi di C_1 deve essere (± 20%) uguale a quella presente ai capi di C_2. Se ciò non si verifica il condensatore elettrolitico ai capi del quale la ten-

---

([40]) Per comprendere questo fatto supponiamo che le variazioni assolute di tensione di uscita stabilizzata, corrispondenti ad una certa variazione percentuale della tensione di rete, rimangano costanti per tutti i valori di tensione stabilizzata ottenibili per ciascuna portata voltmetrica.
Questa supposizione è sufficientemente valida almeno entro le tensioni stabilizzate comprese in ogni portata voltmetrica.
Pertanto se a 100V di tensione di uscita stabilizzata la rete subisce delle variazioni del ± 10% si ha una variazione della tensione stabilizzata stessa di 0,2 V come deducibile dalla tabella 6.
Mantenendo costante il valore di 0,2V, supponiamo di regolare la tensione di uscita stabilizzata a 20V. La variazione percentuale della tensione stabilizzata (sempre per una variazione del ± 10% della tensione di rete) è $0{,}2/20 \cdot 100 = \pm 1\%$ che corrisponde ad un grado di stabilità di 0,1. Infatti sperimentalmente questo valore viene ritrovato nella tabella 6 come è facilmente verificabile.
Estendendo questo modo di ragionare a tensioni di uscita di 2V si avrebbe un grado di stabilità di 1 e quindi l'alimentatore stabilizzato (a 2V) non è più tale in quanto a variazioni percentuali di rete a 50 Hz si hanno uguali variazioni percentuali della tensione di uscita.
Inoltre per tensioni inferiori ai 2V si ha perfino una esaltazione dell'instabilità: infatti a tensioni di uscita stabilizzate di 0,5V e 1,0V per variazione del ± 10% della tensione di rete si hanno rispettivamente variazioni del ± 40% e ± 20% della tensione di uscita stabilizzata.
Si conclude affermando che questo alimentatore stabilizzato non è di conveniente impiego per tensioni inferiori ai 5-6V.

sione continua è minore deve essere sostituito in quanto la sua resistenza interna è troppo bassa. Analogamente si ha per i condensatori elettrolitici e C_3 e C_4.

3) Regolando i potenziometri R_{23} ed R_{24} si deve notare una variazione continua ed uniforme della tensione continua stabilizzata. Azionando CT_{1A} ... CT_{1D}, R_{23} ed R_{24} si deve coprire tutto il campo di tensioni stabilizzate da 0 a 620 V.
4) La variazione della tensione di rete (± 10%) e le variazioni di corrente di erogazione (fino ad un massimo di 100 mA) per tensioni superiori ai 30 V devono produrre variazioni molto piccole sulla posizione dell'ago del microamperometro indicatore della tensione di uscita (stabilizzata).
5) Le tensioni continue misurate nei punti indicati in figura 39 devono corrispondere ai valori ivi riportati. In particolare la tensione di + 108 V è presente solo nelle portate voltmetriche 200-320 V e 300-420 V e la tensione di + 300 V solo nelle portate voltmetriche di 400-550 V e 550 V - 620 V. Le altre tensioni sono presenti indipendentemente dalle commutazioni di CT_{1A} ... CT_{1D}.

La sola taratura richiesta consiste nel regolare R_{28} (figura 39) con CT_{1A} ... CT_{1D} commutato sulla porta voltmetrica 0-210 V e con CT_3 commutato su 50 V (fondo scala) per una tensione di uscita nulla.

Il montaggio meccanico

L'alimentatore stabilizzato è stato costruito utilizzando un contenitore metallico composto delle seguenti parti:

1) Il telaio metallico in ferro verniciato (spessore 1 mm) avente un piano superiore di 400 x 170 mm e quattro fiancate di 45 mm di altezza piegate ad angolo retto e saldate l'una all'altra in modo da formare un tutto unico col piano superiore (figura 40 A). Il lato anteriore e posteriore ha un bordino di 20 mm ulteriormente piegato come visibile dalla sezione di figura 40 A e dalle fotografie. Ciascun bordino ha fori filettati per il fissaggio del pannello inferiore di chiusura (in acciaio verniciato di spessore 1 mm) che porta quattro gommini di appoggio.

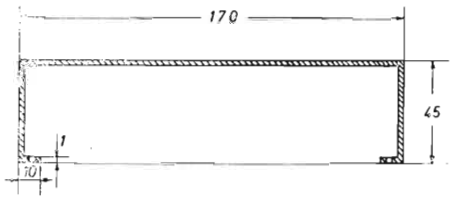


Figura 40 A

Sezione del telaio di supporto secondo un piano perpendicolare al piano del pannello frontale.

2) Due fiancate in acciaio verniciato (spessore 1 mm) aventi larghezza 170 mm ed altezza 205 mm. Sui quattro lati è presente un bordino di 10 mm di altezza, piegato ad angolo retto (figura 40 B), avente la funzione di fissare, mediante viti, rispettivamente il pannello frontale, il telaio di supporto dei componenti ed il pannello di chiusura superiore ed inferiore.
Queste fiancate hanno pertanto la funzione di supporto per le varie parti costituenti il contenitore metallico e sulla parte superiore di ciascuna di esse sono stati ricavati alcuni fori da 16 mm di diametro per il raffreddamento dei tubi termoionici e degli altri componenti.

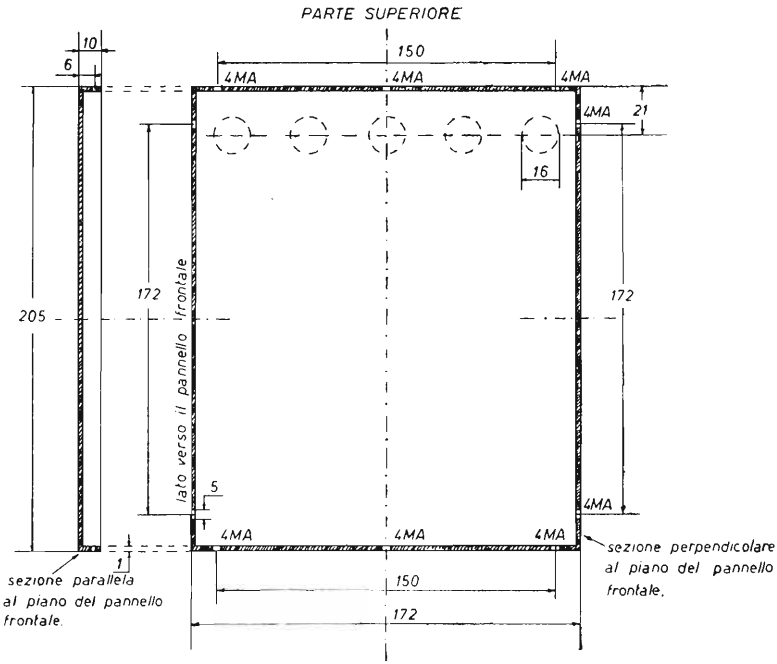


Figura 40 B

Sezione di una fiancata secondo piani rispettivamente paralleli e perpendicolari al piano del panello frontale.

3) Il pannello frontale in lega di alluminio verniciata avente spessore 2,5 mm, larghezza 405 mm ed altezza 220 mm. Come già detto il pannello frontale viene fissato alle due fiancate suindicate mediante viti.
4) Il coperchio di chiusura superiore in lamiera di acciaio verniciato di spessore 1 mm. Questo coperchio è stato piegato ad L (figura 41) ed ha, nella parte inferiore, alcuni fori di aerazione da 16 mm di diametro per il raffreddamento dei tubi termoionici e degli altri componenti.
5) Il coperchio di chiusura inferiore in lamiera di acciaio verniciata da 1 mm di spessore avente dimensioni 170 x x 377 mm.

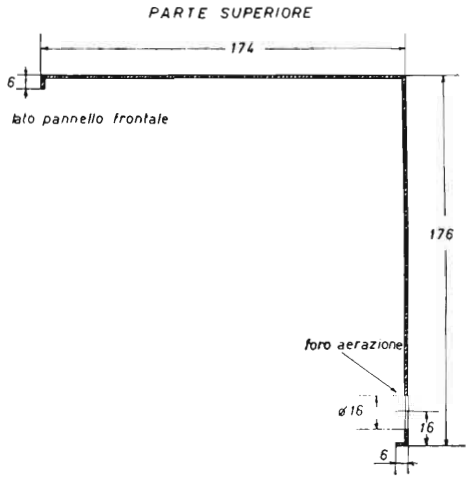


Figura 41

Sezione coperchio di chiusura superiore secondo un piano perpendicolare (verticale) al pannello frontale.

Come mostrato dalle fotografie, sul pannello frontale sono stati sistemati i seguenti componenti:

— L'interruttore rete (CT_{4A}-CT_{4B} figura 39).
— La lampada spia.
— Il commutatore CT_{1A} ... CT_{1D} (figura 39).
— Il commutatore CT_{2A}-CT_{2B} (figura 39).
— Lo strumento indicatore della tensione di uscita.
— I morsetti serrafilo per la tensione alternata a 6,3 V, per la massa e per l'uscita della tensione sia stabilizzata che non.
— Il potenziometro di regolazione grossa (R_{23} figura 39) e di regolazione fine (R_{24} figura 39) della tensione stabilizzata di uscita.

Ad ulteriore chiarimento in figura 42 A è stata disegnata la disposizione dei componenti sul pannello frontale (il disegno non è in scala).

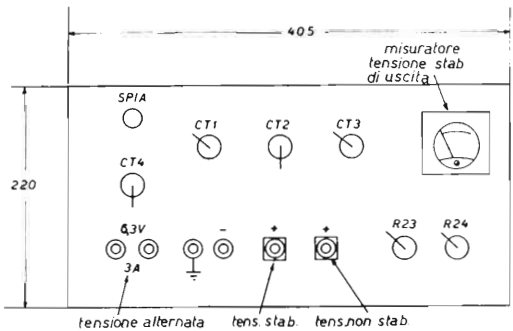
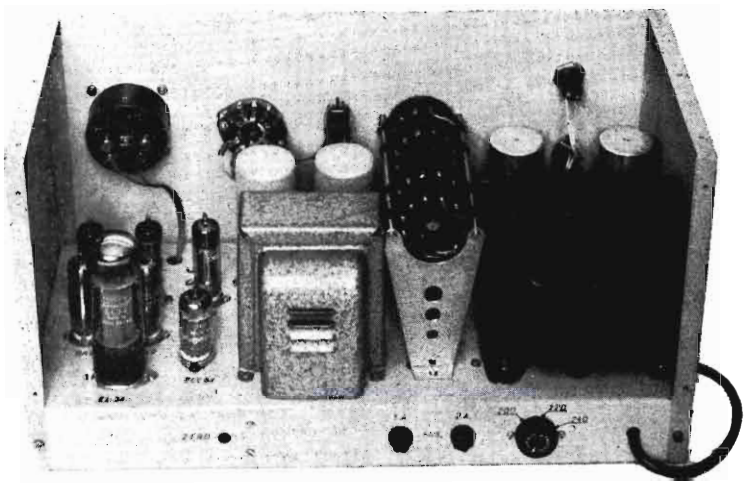


Figura 42 A

Disposizione dei componenti sul pannello frontale (disegno non in scala).

Sulla parte posteriore del contenitore dell'alimentatore stabilizzato sono stati sistemati il commutatore di tensione CT_5 (figura 39), i due fusibili da 1 A e da 2 A rispettivamente e la regolazione semifissa di zero (R_{28} figura 39).



Alimentatore stabilizzato 0-620 V: disposizione dei componenti sulla parte superiore del telaio.

Gli altri principali componenti (figura 42 B) sono stati sistemati sul piano superiore del telaio. Come indicato in figura 42 B questi componenti sono: TR_1, TR_2, C_1, C_2, C_3, C_4 e tutti i tubi termoionici.

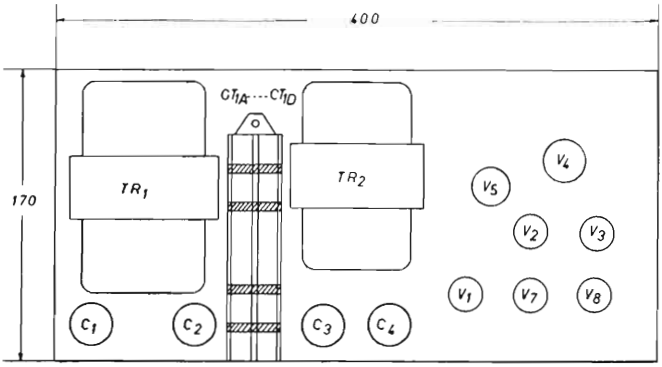
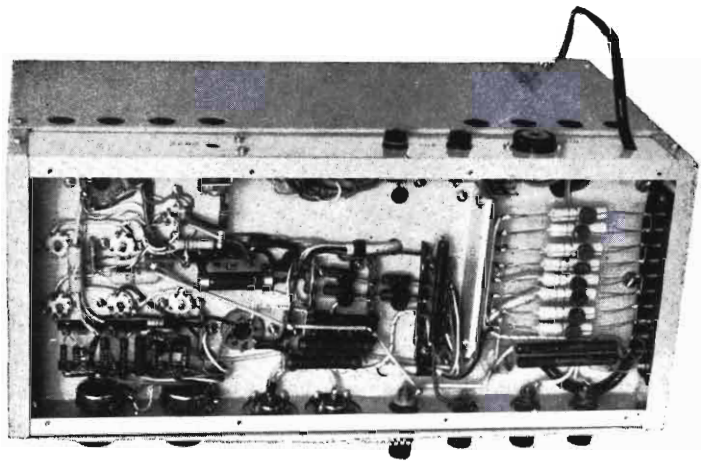


Figura 42 B

Disposizione dei componenti sopra al telaio di supporto. Il disegno non è in scala.

Tutti gli altri componenti secondari sono stati sistemati nella parte interna del telaio di supporto come visibile dalle fotografie.



Alimentatore stabilizzato 0-620 V: disposizione dei componenti nella parte inferiore del telaio.

Elenco dei componenti

TR_1 trasformatore alimentazione principale avente primario 200-220-240 V, secondario alta tensione 615 V con prese intermedie a 200-300-410-510 V (efficaci) ed erogazione massima di 250 mA e secondario a bassa tensione 6,3 V con erogazione massima di 3 A.

TR_2 trasformatore di alimentazione secondaria avente primario universale, secondario alta tensione 340+340 V con erogazione massima di 70 mA e secondario a bassa tensione 6,3 V con erogazione massima di 2 A.

S_1 microamperometro 500 μA fondo scala.

$D_1 = D_2 = \ldots = D_{12}$ SD1 (giapponesi, sostituibili con BY100 Philips).

F_1 fusibile 1 A.

F_2 fusibile 2 A.

$C_1 = C_2$ condensatori elettrolitici 50+50 μF - 500 VL della ICAR (Milano) (tipo a vitone).

$C_3 = C_4$ condensatori elettrolitici 40+40 μF - 450 VL con innesto octal della Marelli (Milano).

$C_5 = C_6$ condensatori in poliestere da 0,1 μF - 400 VL.

$R_1 = R_2 = \ldots = R_8$ 0,47 MΩ - 2 W - 5%

$R_{11} = R_{12} = \ldots = R_{14}$ 0,56 MΩ - 2 W - 5%

$R_9 = R_{10}$ 27 kΩ - 16 W - 10 %

$R_{15} = R_{16}$ 39 kΩ - 3 W - 5%

R_{17} 12 kΩ - 10 W - 10%

R_{18} 18 kΩ - 16 W - 10%

R_{19} 27 kΩ - 16 W - 10 %

R_{20} 180 Ω - 1 W - 10%

R_{21} 0,47 MΩ - 1 W - 10%

R_{22} 100 kΩ - 1 W - 10%
R_{23} potenziometro lineare 0,47 MΩ - 0,25 W
R_{24} potenziometro lineare 22 kΩ - 0,25 W
$R_{25}=R_{26}$ 180 kΩ - ½ W - 5%
R_{27} 6,8 kΩ - ½ W - 5%
R_{28} potenziometro lineare semifisso 10 kΩ - 0,1 W
R_{29} 0,68 kΩ - ½ W - 5%
R_{30} 68 kΩ - ½ W - 5%
R_{31} 100 kΩ - ½ W - 1% resistenza a strato metallico
R_{32} 200 kΩ - ½ W - 1% resistenza a strato metallico
R_{33} 1 MΩ - 1 W - 1½ resistenza a strato metallico
R_{34} 2 MΩ - 1 W - 1½ resistenza a strato metallico
$V_1=V_7=V_8$ tubo stabilizzatore di tensione a gas 0B2
$V_2=V_3$ tubo stabilizzatore di tensione o gas 0A2
$V_5=V_6$ ½ ECC83 (equivalente ad ½ 12AX7)
V_4 EL34
CT_{1A}-CT_{1B}-CT_{1C}-CT_{1D} commutatore a 4 vie e 5 posizioni. Il settore CT_{1A} deve essere antiarco. Questo commutatore è stato praticamente realizzato unendo due commutatori a 2 vie e 12 posizioni utilizzando solo una parte delle posizioni disponibili. Più precisamente tra una posizione e la successiva è stata lasciata una posizione non utilizzata. Ciò è risultato particolarmente conveniente per il settore CT_{1A} per esaltarne le proprietà antiarco.
CT_{2A}-CT commutatore bipolare a levetta
CT_3 commutatore a 1 via e 4 posizioni
CT_{4A}-CT commutatore bipolare a levetta
CT_5 cambiatensione utilizzato solo per tre posizioni
L_1 lampada spia 220 V.

1.6 - Alimentatori stabilizzati allo stato solido

Nelle parti precedenti (1.2, 1.3, 1.4 e 1.5) sono stati descritti e discussi gli alimentatori stabilizzati impieganti tubi termoionici in cui lo stato solido veniva utilzzato eventualmente solo per il raddrizzatore.
Vedremo ora come è possibile sostituire con relativa facilità i transistori ai tubi termoionici conseguendo i seguenti vantaggi:

1) Migliore stabilità del generatore di tensione di riferimento.
2) Maggior semplicità costruttiva.
3) Minor consumo di energia a parità di potenza erogata.
4) Minor ingombro anche tenendo conto dei dissipatori di potenza.

Come già detto nella parte introduttiva gli alimentatori stabilizzati allo stato solido (come quelli a tubi termoionici) possono essere con regolazione in serie o con regolazione in parallelo, mantenendo inalterati gli stessi schemi a blocchi utilizzati per i tubi termoionici (figura 23A e 23B).
Quando le correnti di erogazione verso il carico sono basse si può utilizzare la regolazione in parallelo; in tutti gli altri casi è preferibile usare la regolazione in serie di cui tratteremo estesamente.
Il tipo più semplice di alimentatore stabilizzato è illustrato in figura 43 in cui il diodo D_1 è un diodo Zener (regolazione in parallelo). Un diodo Zener è l'equivalente del tubo a gas: infatti, come il tubo a gas, ha la proprietà di mantenere costante (entro certi limiti) il valore della tensione continua presente ai suoi terminali entro un notevole campo di variazione di corrente.

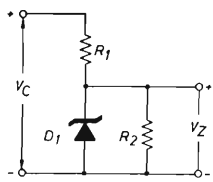


Figura 43

Alimentatore stabilizzato (regolazione in parallelo) a diodo Zener.

Le curve caratteristiche di alcuni diodi Zener sono raccolte in figura 45 in cui i valori di V_z (tensione di lavoro del diodo Zener) espressi in volt sono diagrammati in funzione della corrente in mA. Queste curve si riferiscono alla serie BZY 88 della Philips e rappresentano le caratteristiche dinamiche ([41]).
Come si vede da questi diagrammi V_z è relativamente costante per un ampio campo di correnti.
Riprendendo ora lo schema fondamentale di figura 43 cerchiamo di approfondire il principio di funzionamento del diodo Zener. Per questo consideriamo il suo circuito equivalente (figura 44) in cui R_z è la resistenza dinamica del diodo Zener, R_2 la resistenza del carico utilizzatore e V_z la tensione di lavoro del diodo Zener stesso. Le correnti i_1, i_2 e i_3 sono rispettivamente la corrente assorbita dall'alimentatore, la corrente erogata verso R_2 e la corrente di circolazione nel diodo Zener.
La resistenza R_1 è la resistenza di attenuazione e V_c la sorgente di tensione continua non stabilizzata. R_zV_{zo} costituiscono il vero e proprio circuito equivalente del diodo Zener.

([41]) La corrente indicata nell'asse delle ascisse è quella di circolazione nel diodo Zener e cioè i_3 di fig. 44.

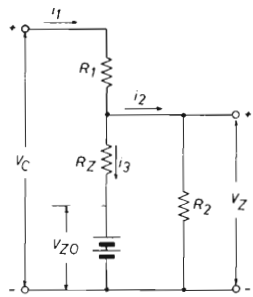


Figura 44

Circuito equivalente dell'alimentatore stabilizzato a diodo Zener di figura 43.

Si può dimostrare ([42]) che la stabilità della tensione di uscita V_z è data da:

$$\frac{\triangle V_z}{\triangle V_c} \cong \frac{R_z}{R_1 + R_z} \tag{1.7}$$

in cui il primo termine dell'espressione rappresenta il rapporto tra la variazione della tensione stabilizzata ($\triangle V_z$) e quella di alimentazione ($\triangle V_c$).
L'espressione 1.7 è valida solo nel caso in cui $i_1 >> i_2$ (figura 44) e con una variazione di i_1 tale per cui $\triangle R_z = 0$ ($\triangle R_z$ indica la variazione della resistenza dinamica del diodo Zener).
Il valore di R_1 è dato dalla seguente espressione:

$$R_1 = \frac{V_c - V_z}{i_1} \tag{1.8}$$

in cui R_1 viene dato in ohm se V_c e V_z sono dati in volt e i_1 in ampere. Come si può notare questa espressione è del tutto analoga a quella già discussa per i tubi a gas (1.5).

([42]) Infatti se le variazioni di i_1 sono tali per cui le corrispondenti variazioni di R_z sono nulle o trascurabili e se $i_1 >> i_2$ si ha:

$$V_c = V_z \pm i_1 R_1 \tag{1.9}$$

da cui si può derivare:

$$\triangle V_c = \triangle V_z + R_1 \triangle i_1 \tag{1.10}$$

e se consideriamo valide le condizioni suindicate:

$$\triangle V_z \cong R_z \triangle i_1 \tag{1.11}$$

Ricavando $\triangle i_1$ dalla 1.11 e sostituendo il valore trovato nella 1.10 si ha:

$$\triangle V_c \cong \triangle V_z + \frac{R_1 \triangle V_z}{R_z} \tag{1.12}$$

da cui si ricava:

$$\frac{\triangle V_z}{\triangle V_c} \cong \frac{R_z}{R_1 + R_z} \tag{1.13}$$

La corrente i_3 che circola nel diodo Zener è data da i_1-i_2 e cioè dalla differenza tra la corrente totale di assorbimento e quella di erogazione verso il carico.
La conoscenza di $\triangle V_z/\triangle V_c$ permette di calcolare rapidamente il grado di stabilità precedentemente definito e cioè:

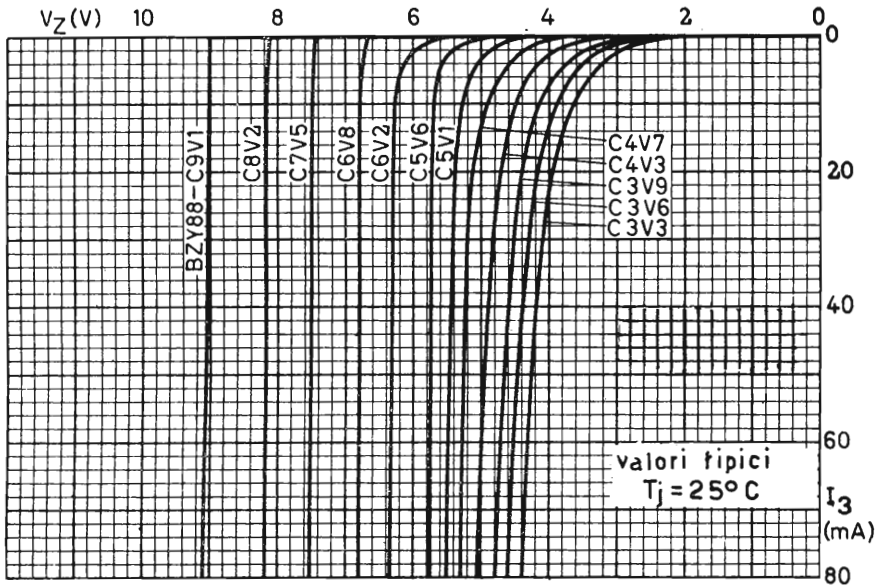
$$\text{grado di stabilità} = \frac{\triangle V_z}{\triangle V_c} \frac{V_c}{V_z}$$

Sviluppiamo ora un esempio utilizzando lo schema di figura 43. Supponiamo che sia: $V_c = 12V$, $i_1 = i_3 = 20$ mA, $i_2 = 0$ e D_z = OAZ200 (Philips). Da questi dati esaminando i diagrammi della Philips relativi al tipo di diodo Zener impiegato si ricava:

$R_z = 9\Omega$ (a 20 mA), $V_z = 5{,}6$ V
$R_1 = (V_c - V_z)/i_1 = 320\Omega$.
$\triangle V_z/\triangle V_c = R_z/(R_1 + R_z) = 0{,}027$
grado di stabilità = 0,0578

I dati ricavati dall'esempio ci permettono quindi di realizzare l'alimentatore stabilizzato di figura 43 con tensione stabilizzata di 5,6V e con un grado di stabilità di 0,0578 (cioè se V_c varia del 10 %, V_z varierà dello 0,578 %) se $i_2 = 0$. Questo grado di stabilità rimarrà pressoché invariato fino a correnti di erogazione di 2-3 mA (cioè fino al 10-15% di i_3). Per correnti di erogazione superiori si ha una diminuzione continua e progressiva sia di i_3 che della stabilità come indicano chiaramente i dati di tabella 7 (ricavati sperimentalmente su OAZ200 e OAZ206).
Le curve caratteristiche dinamiche (figura 45) rappresentano l'aspetto più importante dei diodi Zener. Queste curve idealmente dovrebbero essere rette parallele all'asse indicatore delle correnti. In realtà le caratteristiche dinamiche si discostano dalla retta ideale col diminuire della tensione di lavoro in modo progressivo.
Particolarmente notevole è l'aspetto di queste curve a basse tensioni di lavoro ed a basse correnti di circolazione. In questi ultimi casi si hanno notevoli aumenti della resistenza dinamica ([43]).
L'uso del circuito di figura 43 non è pertanto consigliabile per diodi Zener con tensione di lavoro inferiore a 5,1 V in particolar modo se le correnti di circolazione sono basse

([43]) La resistenza dinamica rappresenta la pendenza delle curve caratteristiche dinamiche.



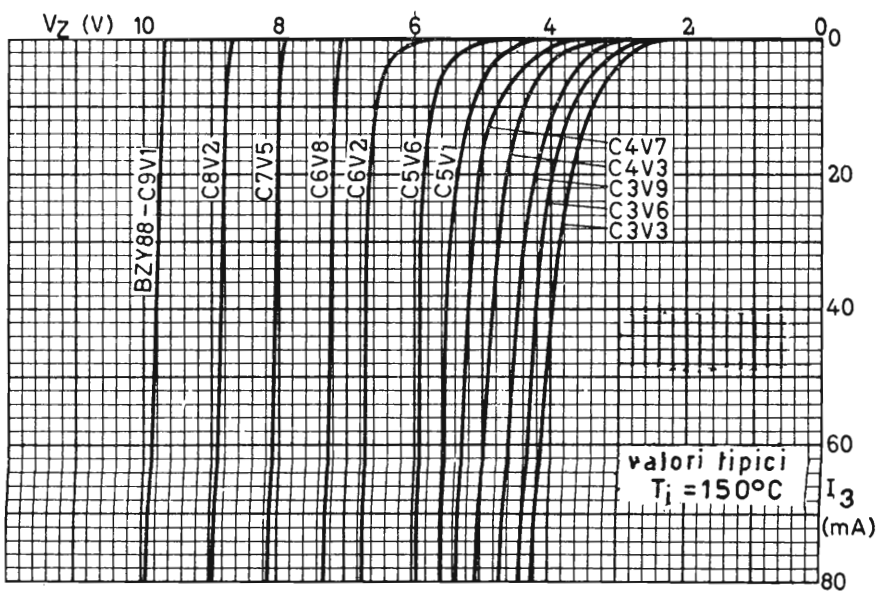


Figura 45

Curve caratteristiche
di alcuni diodi Zener
della serie BZY88 (Philips).

(nel caso della serie BZY88 della Philips per correnti inferiori a 5 mA), in quanto la stabilità di V_z sarebbe molto bassa.
In casi di questo genere possono essere utilizzati due diodi Zener in cascata come mostrato in figura 46.

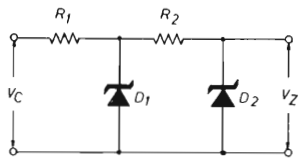


Figura 46

Schema di un alimentatore stabilizzato a due diodi Zener in cascata.

Dall'osservazione della tabella 7 e dei diagrammi di figura 45 si può puntualizzare quanto segue:

1) Aumentando la tensione di lavoro dei diodi Zener migliorano le loro caratteristiche.
2) Aumentando R_1 e diminuendo R_z la stabilità di V_z aumenta.

Per tutti gli altri casi si deve ricorrere ad alimentatori stabilizzati impieganti amplificatori e stadi di controllo. Il sistema con regolazione in serie trova più larga applicazione del sistema con regolazione in parallelo specialmente quando siano richieste forti correnti verso il carico.

Tabella 7 - *Dati caratteristici di alcuni diodi Zener a diversi valori della corrente di circolazione* (figure 43 e 44).

V_c	Diodo Zener	i_1 (mA)	i_2 (mA)	i_3 (mA)	V_z (V)	R_1 (Ω)	R_z (Ω)	$\Delta V_z/\Delta V_c$	K° (44)	Variazione percent. di V_z per una variazione del 10% di V_c
12	OAZ200	20	0	20	5,6	320	9	0,027	0,0578	0,58
20	OAZ200	20	0	20	5,6	720	9	0,0124	0,0443	0,44
12	OAZ204	20	0	20	7,05	250	4,6	0,018	0,0306	0,31
12	OAZ204	20	2	18	7,00	250	4,8	0,019	0,0326	0,33
12	OAZ204	20	5	15	6,90	250	5,6	0,022	0,0383	0,38
12	OAZ204	20	10	10	6,85	250	11,8	0,045	0,0787	0,79
12	OAZ204	20	15	5	6,80	260	35,4	0,120	0,212	2,12
12	OAZ204	20	19	1	6,75	260	85,6	0,310	0,550	5,50
12	OAZ206	20	0	20	8,4	180	2,85	0,013	0,0186	0,19
20	OAZ206	20	0	20	8,4	580	2,85	0,0049	0,0117	0,12

(44) K° indica il grado di stabilità definito nel testo.

La disponibilità di transistori di grande potenza e di alta tensione (fino a 700 V) (tabella 8) rende possibile la transi-

Tabella 8 - *Transistori di alta e media potenza di tipo npn, al silicio con tensioni* $V_{ceo} > 100\ V$.

Tipo	V_{ceo} (V)	V_{cer} (V)	V_{cbo} (V)	V_{ebo} (V)	h_{FE}	K °C/W	P_c (W)	I_c (A)	I_B (A)	T_j °C
2N3583	175	250	250	6	10-40	5	25	2	1	200
2N3584	250	300	375	6	25-100	5	25	2	1	200
2N3442	140	160	160	7	20-70	1,5	117	10	7	200
2N3585	300	400	500	6	25-100	5	25	2	1	200
2N4348	120	140	140	7	15-60	1,46	120	10	4	200
2N3439	350	—	450	7	40-160	30	5	1	0,5	200
2N3773	120	140	140	7	15-60	1,17	150	16	4	200
2N3440	250	—	300	7	20-80	30	5	1	0,5	200
2N4347	120	140	140	7	20-70	1,75	100	5	3	200
40255	350	—	450	7	40-160	15	10	1	0,5	200
40256	250	—	300	7	20-80	15	10	1	0,5	200
2N3430	100	100	100	6	10-35	1,2	150	10	4	175
2N3431	150	150	150	6	10-35	1,2	150	10	4	175
2N3432	200	200	200	6	10-35	1,2	150	10	4	175
2N3433	250	250	250	6	10-35	1,2	150	10	4	175
2N3434	300	300	300	6	10-35	1,2	150	10	4	175
TRM-5004	—	500	500	6	20-50	30	5	3	—	175
TRM-7004	—	700	700	6	20-50	30	5	3	—	175
TRM-7005	—	700	700	6	20-50	10	15	3	—	175
DTS-410	200	—	—	6	10	—	80	3,5	—	—
DTS-411	300	—	—	6	10	—	100	3,5	—	—
DTS-423	325	400	—	6	10	—	100	3,5	—	—
DTS-424	350	700	—	6	10	—	100	3,5	—	—

storizzazione di tutti gli alimentatori stabilizzati a tubi termoionici fino a parecchie centinaia di volt.
Sono già stati presentati transistori (circuiti integrati) ([45]) per tensioni fino a 2000 V.
Nella tabella 8 sono raccolti i dati più caratteristici di alcuni transistori al silicio (tipo NPN) per tensioni superiori ai 100 V e cioè:

V_{ceo} Massima Tensione Collettore/emittore con circuito di base aperto.

([45]) Si tratta di circuiti integrati della IT-Corp. (Industro Transistor Corporation - 35-10 36th Avenue - Long Island City - New York 11106) denominati TRD-500S e TRDP-500S che sono rispettivamente NPN e PNP.

V_{cer} Massima tensione collettore/emittore con circuito di base chiuso su 50 Ω, con una corrente di collettore di 500 mA.
V_{cbo} Massima tensione collettore/base con circuito di emittore aperto.
V_{ebo} Massima tensione emittore/base con circuito di collettore aperto.
h_{fe} Guadagno in corrente a emittore comune in condizioni statiche.
K Resistenza termica del transistore.
P_c Massima potenza dissipabile dal collettore ad una temperatura del contenitore di 50°C per 2N3440, 40255 e 40256 e di 25°C per tutti gli altri.
I_c Massima corrente di collettore.
I_b Massima corrente di base.
T_j Massima temperatura della giunzione.

Un alimentatore stabilizzato allo stato solido può essere considerato economicamente competitivo con il corrispondente a tubi termoionici fino a 150 V (tensione stabilizzata), a parità di potenza erogata.
Data la loro importanza tratteremo estensivamente gli alimentatori stabilizzati con regolazione in serie.
In figura 47 è illustrato lo schema a blocchi di un tale alimentatore stabilizzato. Come si può notare si tratta di uno schema a blocchi perfettamente uguale a quello già mostrato per tubi termoionici (figura 28) ed il meccanismo di funzionamento è perfettamente analogo.
Questo parallelismo può essere quindi notato anche nello schema di figura 48 che rappresenta un esempio di un circuito tipico impiegato per un alimentatore stabilizzato con regolazione in serie.
Al fine di comprendere chiaramente il principio dell'alimentatore stabilizzato di figura 48 consideriamo le funzioni dei suoi componenti:

R_4 resistenza di carico di Q_1
R_1-C_1 gruppo attenuatore ronzìo residuo
R_2-R_3 gruppo partitore di tensione (stadio di campionamento). Il rapporto R_2/R_3 determina la tensione di uscita stabilizzata.
R_5 resistenza di attenuazione per D_1
D_1 diodo Zener (tensione di riferimento)
Q_1 stadio amplificatore-comparatore
Q_2 stadio pilota
Q_3 stadio di potenza (regolatore serie)

Q_3 stadio di potenza e Q_2 stadio pilota accoppiati fra loro direttamente costituiscono il circuito « Darlington ». Come nei circuiti a tubi anche in quelli allo stato solido i vari stadi sono collegati fra loro direttamente in modo da formare un amplificatore sia per corrente continua che per bassa frequenza a forte controreazione.

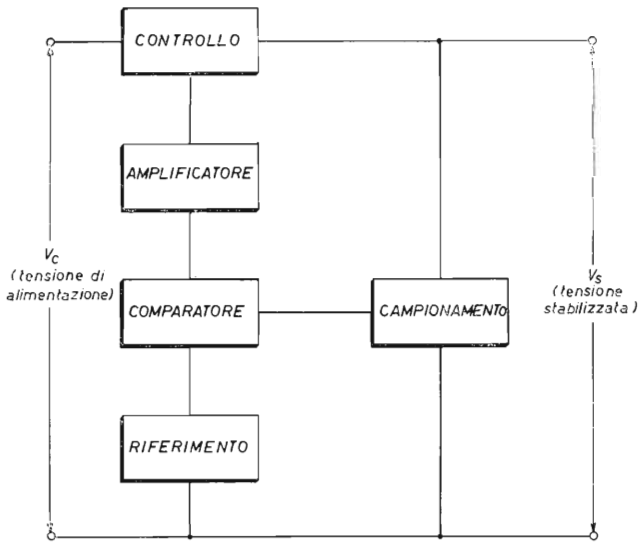


Figura 47

Schema a blocchi di un alimentatore stabilizzato con regolazione in serie, allo stato solido.

Valori dei componenti e tipi di transistori utilizzabili per lo schema generico di figura 48 per $V_c = 16 \div 20$ V e $V_s = 8 \div 13$ V e per una corrente di erogazione massima di 1 A possono essere:

Q_1 = AC126, Q_2 = AC128, Q_3 = ASZ18 con dissipatore da 1,5 °C/W
D_1 = 1Z5,6 da 5,6 V ed 1 W di dissipazione
$R_1 = 390\Omega \div 560\Omega$, R_2 variabile da 180Ω a 470Ω,
$R_4 = 1{,}0\ k\Omega \div 1{,}5\ k\Omega$
$R_3 = 220\Omega \div 270\Omega$.
$R_5 = 120\Omega$

Tutte le resistenze hanno tolleranza 10% e dissipazione 1 W.

La massima tensione (in volt) presente tra l'emittore ed il collettore di Q_3 (fig. 48) moltiplicata per la massima corrente di erogazione verso il carico (in ampere) dà la massima potenza (in watt) che Q_3 deve dissipare in calore.

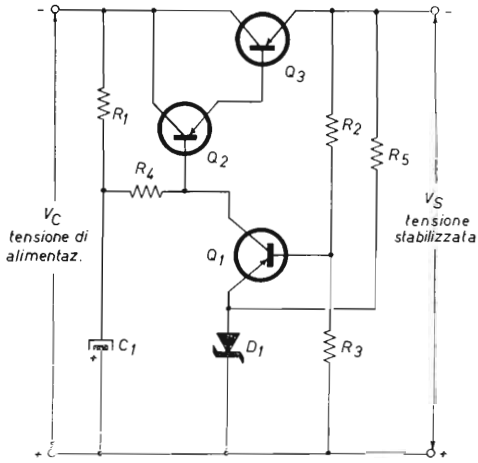


Figura 48

Circuito tipico
di un alimentatore stabilizzato
a regolazione in serie
con transistori al germanio p.n.p.

La massima potenza dissipabile da un transistore (sia esso al germanio che al silicio) dipende dai seguenti parametri:

1) la massima dissipazione di potenza ad una temperatura di giunzione di 25°C (P_o espressa in W).
2) La massima temperatura di lavoro di giunzione (T_j espressa in °C)
3) La massima temperatura ambiente prevista (T_o espressa in °C).
4) La resistenza termica del sistema transistore/dissipatore termico/aria, che è data dalla somma della resistenza termica giunzione/contenitore transistore, della resistenza termica di contatto transistore/dissipatore e della resistenza termica del dissipatore stesso (R_t espressa in °C/W).

La formula per il calcolo della massima potenza dissipabile (P_t in W) in funzione delle variabili suindicate è la seguente:

$$P_t = \frac{P_o (T_j - T_o)}{T_j - 25 + R_t \cdot P_o} \quad (^{46}) \qquad 1.14$$

(46) Se P_o è dato per una temperatura di giunzione superiore a 25°C la formula 1.14 è sempre valida sostituendo al posto di 25 la temperatura data (in °C).

Dall'osservazione di questa formula si deduce che al crescere della resistenza termica globale del sistema (R_t) ed al crescere della temperatura ambiente (T_o) la potenza dissipabile diminuisce notevolmente.

Facciamo qualche esempio prendendo come riferimento lo schema di figura 48 e supponendo di usare per Q_3 il 2N174.

Dai dati del costruttore abbiamo:

$P_o = 150$ W
$T_j = 100$ °C
$K = 0{,}5$ °C/W (resistenza termica transistore)

Supponiamo inoltre di usare un dissipatore di calore avente una resistenza termica di 1,4 °C/W e di realizzare un buon contatto termico tra il transistore ed il dissipatore che può corrispondere a 0,1 °C/W. Il valore di R_t sarà $0{,}5 + 1{,}4 + 0{,}1 = 2{,}0$ °C/W.

Per una temperatura ambiente massima di 30 °C potremo quindi calcolare P_t:

$$P_t = \frac{150 \cdot 70}{100 - 25 + 2 \cdot 150} = \frac{10500}{375} = 28 \text{ W}$$

Perciò nelle condizioni precedentemente citate a titolo di esempio il 2N174 potrebbe dissipare una potenza massima di 28 W.

Supponiamo ora, lasciando inalterate tutte le altre condizioni, di usare un dissipatore termico a minor superficie di scambio del precedente e cioè ad es. con resistenza termica di 8 °C/W. Avremo perciò $R_t = 0{,}5 + 0{,}1 + 8{,}0 = 8{,}6$ °C/W e quindi un valore di P_t (utilizzando sempre la 1.14) di 10,35 W.

Da questo esempio si può dedurre quanto influisca la scelta del dissipatore sulla massima potenza erogabile dal 2N 174.

Tornando allo schema di figura 48 in cui abbiamo supposto Q_3 = 2N174 potremo dissipare nello stadio di potenza 28 W (usando un dissipatore da 1,4 °C/W e per una temperatura ambiente massima di 30 °C) e cioè se la tensione collettore emittore massima è di 14V (ad es.) la massima corrente erogabile sarà di 2 A.

Il transistore Q_2 (figura 48) usato come pilota, in questo caso, dovrà essere in grado di sopportare una corrente di collettore massima uguale al rapporto tra la corrente di erogazione ed il guadagno in corrente di Q_3 nelle sue condizioni di lavoro. Il valore di questa corrente sarà perciò di $2/25 = 0{,}08$ A = 80 mA con una tensione di collettore-emittore molto vicina a quella del finale (Q_3). Q_2 dovrà perciò permettere la dissipazione di $0{,}08 \times 14 = 1{,}25$ W. Pertanto potranno essere impiegati l'OC36, l'ASZ18, etc. con un ampio margine di sicurezza.

Alla luce di queste considerazioni e di questi calcoli è così possibile progettare lo stadio di controllo per la regolazione in serie di un alimentatore stabilizzato allo stato solido.
Per quanto riguarda le altre parti del circuito di figura 48, valgono le considerazioni già fatte a proposito dei corrispondenti circuiti a tubi termoionici e degli stabilizzatori a diodi zener.
La descrizione di due alimentatori stabilizzati che verranno presentati come esempi di applicazione pratica mostreranno sia l'analogia del meccanismo di funzionamento che alcuni aspetti nuovi tra gli alimentatori stabilizzati a tubi termoionici e quelli allo stato solido.
Va tenuto infatti presente che nei circuiti allo stato solido si pone il problema della protezione contro i corto circuiti che potrebbero distruggere in particolar modo le giunzioni dei transistori regolatori in serie.
Va considerato inoltre la necessità di proteggere i circuiti allo stato solido che saranno alimentati dall'alimentatore stabilizzato stesso; per questo è necessaria la presenza di un circuito limitatore della massima corrente di erogazione a soglia regolabile.
Desiderando perciò proteggere il circuito allo stato solido alimentato basterà regolare la soglia di massima corrente di erogazione ad un valore leggermente inferiore a quello ritenuto massimo per il circuito alimentato stesso.
La presenza di questi circuiti di protezione e di regolazione, rende pertanto gli alimentatori stabilizzati allo stato solido più complessi dei corrispondenti a tubi termoionici pur mantenendo inalterato lo stesso circuito fondamentale della stabilizzazione con regolazione in serie.
Nei circuiti allo stato solido in cui la tensione di uscita sia molto alta può essere conveniente l'uso di diodi controllati come stadio di preregolazione al fine di ridurre la potenza dissipata dai transistori costituenti lo stadio di regolazione in serie.
I diodi controllati vengono inseriti di solito nel ponte di Graetz stesso che alimenta in tensione continua l'alimentatore stabilizzato stesso (vedi 1.9).

1.7 - Alimentatore stabilizzato allo stato solido da 5,5 V a 19 V con erogazione massima di 2 A e protezione a soglia controllabile ([47])

Questo alimentatore stabilizzato allo stato solido è stato realizzato con transistori al germanio e pur seguendo il circuito di figura 48 dispone di un sistema di protezione contro i corto circuiti a soglia regolabile da 47 mA fino all'erogazione massima di tipo semplificato e di un circuito per la riduzione del ronzio residuo.

([47]) CQ Elettronica, 9/68, pagg. 715-721.

Pannello frontale alimentatore stabilizzato 5,5 ÷ 19 V.

Il circuito di controllo a regolazione in serie è di tipo tradizionale (Darlington) a tre stadi (2N 174, OC36 e AC128). Le caratteristiche principali dell'alimentatore stabilizzato sono le seguenti:

— tensione stabilizzata: 5,5 — 19 V (in due portate e cioè da 5,5 V a 10,5 V e da 10,0 V a 19 V);
— massima corrente di erogazione: 2 A (nel campo da 5,5 V a 10,5 V la massima corrente di erogazione è di 3 A);
— limitazione della corrente: da 47 mA a 3,3 A (mediante inserzione di una resistenza tra due morsetti esterni).
— tensione del ronzìo residuo ([48]):

a circuito aperto	(5,5-10,5 V)	:	0,41 mV (eff.)
a circuito aperto	(10,0-19,0 V)	:	1,20 mV (eff.)
a 2 A di erogazione	(5,5-10,5 V)	:	0,35 mV (eff.)
a 2 A di erogazione	(10,0-19,0 V)	:	1,30 mV (eff.)

([48]) Si tratta di valori medi.

— grado di stabilità per una variazione della tensione di rete del ± 15%:

a circuito aperto	(5,5-10,5 V)	: 0,0067
a circuito aperto	(10,0-19,0 V)	: 0,011
a 2 A di erogazione	(5,5-10,5 V)	: 0,0070
a 2 A di erogazione	(10,0-19,0 V)	: 0,011

— resistenza interna:

a 14 V e 2 A di erogazione	: 0,010Ω
a 7 V e 3 A di erogazione	: 0,012Ω

Si tratta perciò di un alimentatore stabilizzato a basso ronzio residuo, a buon grado di stabilità ed a bassa resistenza interna. Questo alimentatore stabilizzato è stato montato in un contenitore metallico avente le dimensioni di 152 mm (larghezza), 280 mm (profondità) e di 180 mm (altezza) ed un peso di 7 kg.

Il circuito

Il circuito a blocchi è illustrato in figura 49. Si può subito notare che rispetto al circuito fondamentale di figura 47 è presente lo stadio di protezione a soglia regolabile.

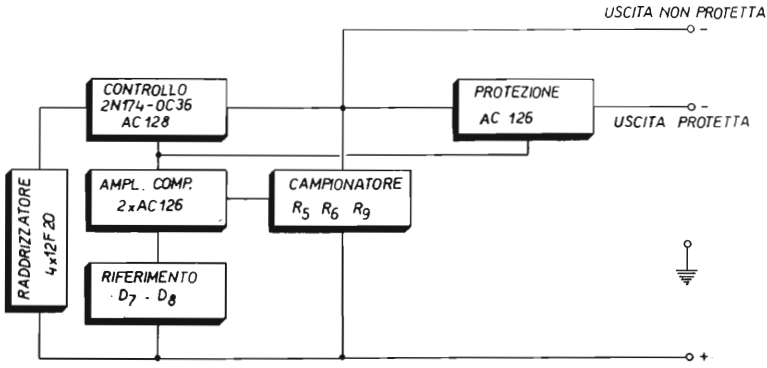


Figura 49

Schema a blocchi dell'alimentatore stabilizzato 5,5-19 V (2 A).

La parte rimanente è di progettazione tradizionale in cui però lo stadio di regolazione in serie è formato da tre transistori e cioè il 2N174, l'OC36 (sostituibile con ASZ18) e l'AC128. Il generatore della tensione di riferimento è a diodi Zener secondo circuiti già descritti nella parte generale (1.6).
In figura 51 è illustrato il circuito elettrico dettagliato. La tensione di alimentazione è fornita da due trasformatori separati TR_1 e TR_2, rispettivamente per la tensione continua principale e per quella di riferimento. Il trasformatore TR_1 alimenta un ponte di Graetz (D_1, D_2, D_3 e D_4) formato da diodi di potenza (12F 20) e raddrizza entrambe le semionde.

Il trasformatore TR_2 alimenta i diodi D_5 e D_6 (5E4) collegati in controfase e raddrizzanti perciò entrambe le semionde. I diodi Zener D_7 e D_8 (rispettivamente a 8,2 V e 4,7 V) assicurano due tensioni di riferimento che vengono commutate nel passare dal campo 5,5 V - 10,5 V al campo 10,0 V - 19,0 V. Queste tensioni di riferimento sono sufficientemente filtrate (C_2, R_{12}, R_{13} e C_4) e di stabilità adeguata. Osservando la parte principale del circuito si nota in particolare:

1) La presenza di Z_1 e C_5 che assicura un ottimo filtraggio della tensione di ronzio residuo all'ingresso dello stadio di controllo (base di Q_3).
2) Il circuito amplificatore comparatore formato da Q_4 e Q_5, che costituisce un amplificatore differenziale i cui ingressi sono connessi rispettivamente alla tensione prelevata dal partitore (R_5, R_6 ed R_9) ed alla tensione di riferimento.
3) Il circuito di protezione di tipo semplificato (Q_6) che proporzionalmente alla tensione presente tra base ed emittore polarizza la base di Q_3 in modo da interdire l'intero circuito di controllo.

La tensione di pilotaggio di Q_6 è prelevata ai capi di R_{11} collegata in serie al carico. Il campo di regolazione della soglia va da un minimo di 47 mA ad un massimo di 3,3 A.
Il valore della soglia di corrente viene regolato scegliendo di volta in volta il valore opportuno di R_{11} che è direttamente accessibile sul pannello frontale mediante due morsetti serrafilo (vedi fotografie). Vengono così evitate commutazioni che specialmente per valori alti di corrente, richiedenti per R_{11} valori di decimi e centesimi di ohm, potrebbero risultare critiche.
La protezione a soglia regolabile assicura all'alimentatore stabilizzato un funzionamento regolare fino all'80% della corrente di soglia (tabella 9). Cioè quando la corrente di erogazione supera l'80% del valore di soglia corrispondente al valore scelto di R_{11} (figura 52 e tabella 9) la tensione di uscita dell'alimentatore stabilizzato comincia a diminuire per annullarsi in corrispondenza al 100% del valore di soglia stesso.
Nella tabella 9 sono riportati alcuni valori di R_{11} e le corrispondenti correnti massime di soglia. Dall'esame di questa tabella si nota che per i valori di R_{11} superiori ai 10 Ω il valore della corrente di soglia non scende al di sotto di 47 mA. Ciò è dovuto al fatto che la tensione presente in base di Q_3 e quindi anche sul collettore di Q_6 (figura 51) polarizza quest'ultimo transistore determinandone una conducibilità minima corrispondente a 47 mA.

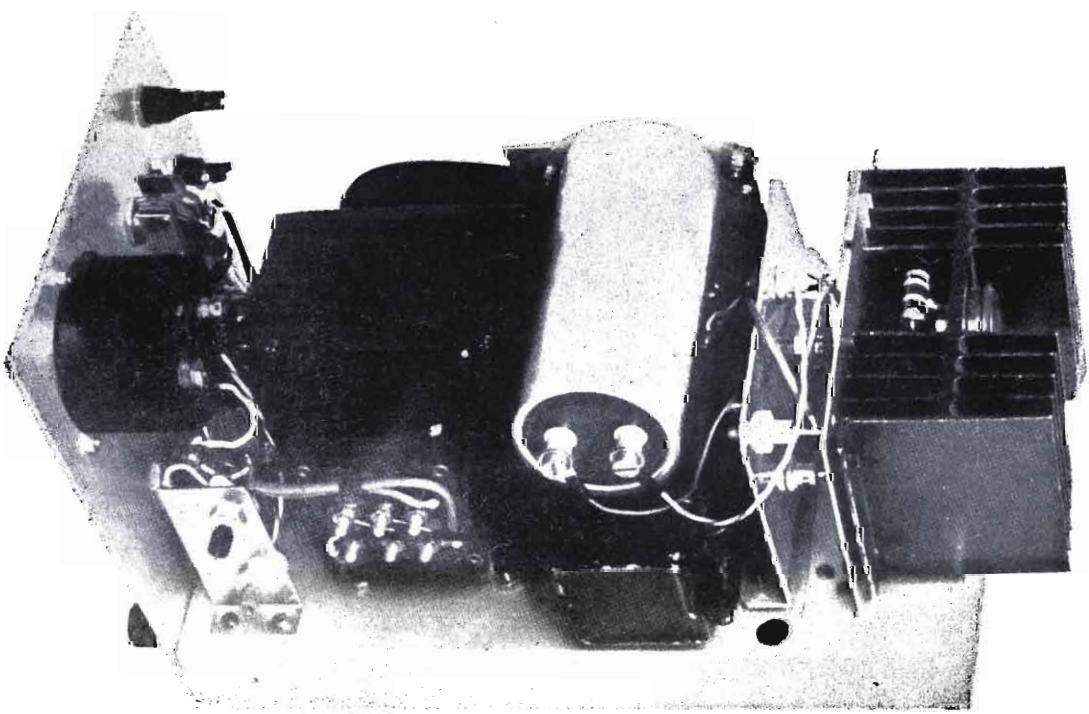
Lo stadio di controllo con regolazione in serie è costituito di 3 stadi: ciò è indispensabile, per questo particolare tipo di alimentatore stabilizzato, per ridurre le correnti di pilotaggio in base di Q_3 a valori accettabili (2-3 mA).

Tabella 9 - *Valori di R_{11}* (figura 51) *in funzione della corrente di soglia* ([49]).

R_{11} (Ω)	Soglia (mA)
0,04	3.300 ([50])
0,05	2.750 ([50])
0,10	1.400
0,25	670
0,30	500
0,47	350
4,7	120
10,0	47
100,0	47

([49]) La corrente di soglia è la corrente che si ha cortocircuitando l'uscita protetta col terminale positivo dell'alimentatore stabilizzato ed è funzione di R_{11} (figura 51).
([50]) Solo per la portata 5,5 V - 10,5 V.

Disposizione dei componenti sulla parte superiore del telaio.



I transistori Q_1 e Q_2 sono montati sullo stesso dissipatore termico (figura 50) avente una resistenza termica di 1,5 °C/W, il che permette, ad una temperatura ambiente di 30°C, di potere dissipare 28 W (vedi 1.6). Essendo la massima tensione presente tra collettore ed emittore di Q_1 di 14 V (per la portata 10,0 - 19,0 V) la corrente massima sarà di 2 A. Analogamente per la portata inferiore (5,5-10,5 V) la massima tensione presente tra collettore ed emittore di Q_1 di 9 V determina una massima corrente di erogazione verso il carico di 3 A.

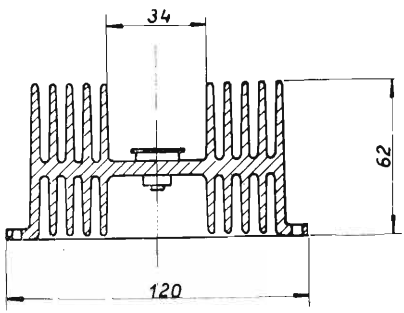


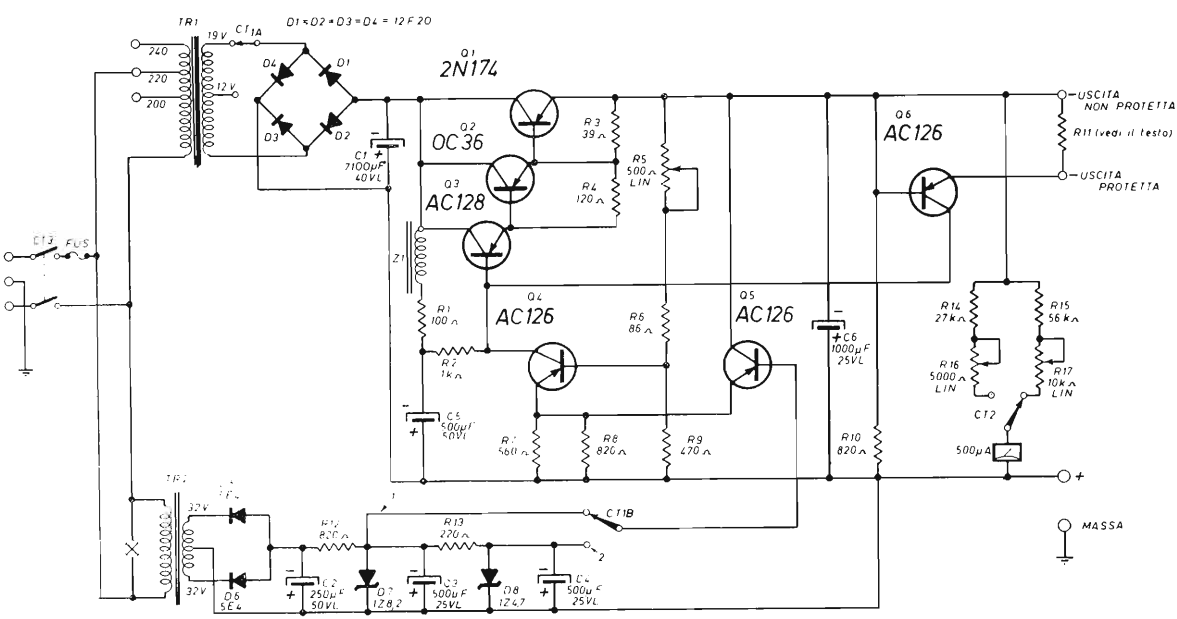
Figura 50

Dissipatore termico per i transistori 2N174 e OC36 avente resistenza termica di 1,4 °C/W. La lunghezza del dissipatore è di 77 mm.

Figura 51

Schema dettagliato dell'alimentatore stabilizzato 5,5 ÷ 19 V.

Per quanto riguarda il meccanismo della stabilizzazione si può dire che la tensione di campionamento (resa variabile da R_5) prelevata tra R_6 er R_9 (figura 51) ed inviata dopo amplifica-



zione alla base di Q_3 determina una reazione negativa per cui se la tensione di uscita tende a diminuire si ha un corrispondente aumento della conducibilità di Q_1 che viene a compensare automaticamente la diminuzione della tensione di uscita.
Il meccanismo della stabilizzazione è perciò del tutto analogo a quello già visto per gli alimentatori stabilizzati a tubi termoionici.
All'uscita dell'alimentatore stabilizzato è stato inserito il condensatore elettrolitico C_6 avente la funzione di ridurre ulteriormente la tensione del ronzio, già livellata da C_1, Z_1 e C_5.
Completa il circuito l'indicatore di tensione di uscita a due portate (0-15 V e 0-30 V) impiegante un microamperometro da 500 μA f.s. e le resistenze di attenuazione R_{14} ed R_{16} per la portata da 0 a 15V ed R_{15} e R_{17} per la portata 0-30V.
Le caratteristiche elettriche dettagliate dell'alimentatore stabilizzato sono raccolte nella tabella 10.

Tabella 10 - *Caratteristiche elettriche alimentatore stabilizzato*

Tensione stabilizzata in volt	Ronzio residuo a circuito aperto in mV (eff.)	Ronzio con erogazione di 2 A. in mV (51)	Resistenza interna in Ω (52)	grado di stabilità	
				a circuito aperto	con erogazione di 2 A (51)
6,0	0,25	0,30	0,012	0,0064	0,0064
8,5	0,30	0,35	0,013	0,0067	0,0070
10,0	0,35	0,58	0,008	0,0067	0,0070
14,0	0,85	1,00	0,010	0,011	0,012
18,0	1,50	1,60	0,010	0,010	0,011

La taratura ed i controlli

A circuito terminato è necessario effettuare le seguenti misure:

1) La tensione continua ai capi di C_1 (figura 51) con erogazione verso il carico di 2 A deve essere di circa 24 V (per CT_1 commutato su 19 V) e di circa 15 V (per CT_1 commutato su 12 V).
2) La tensione continua nei punti 1) e 2) dello schema di figura 51 deve essere rispettivamente di 8,2V e di 4,7V rispetto al terminale positivo comune.

(51) Misure effettuate all'uscita protetta con $R_{11} = 0{,}05\Omega$
(52) A 2 A di erogazione.

3) Regolando R_5 si deve notare una variazione continua e progressiva della tensione stabilizzata sia a circuito aperto che con una corrente di erogazione di 2 A.
4) Inserendo la resistenza R_{11} (figura 51) che è direttamente connessa tra due morsetti serrafilo posti sul pannello frontale, cortocircuitando su un milliamperometro l'uscita protetta col terminale positivo e scegliendo uno dei valori di R_{11} indicati in tabella 9 si deve ottenere una corrente uguale a quella indicata nella tabella stessa e si deve verificare che sia indipendente dalla posizione di R_5. Se la corrente di corto circuito è superiore a 1,4 A la prova deve essere molto breve (pochi secondi) ([53]).
5) Disinserendo R_{11} (figura 51) la corrente di soglia deve essere di 47 mA.
6) Utilizzando l'uscita stabilizzata protetta si deve verificare che la tensione stessa sia praticamente indipendente dalla corrente di erogazione verso il carico fino all'80% del corrispondente valori di soglia.
7) Variando la tensione di rete del ± 10% l'indicatore di uscita deve indicare spostamenti praticamente inapprezzabili della tensione stabilizzata.

L'alimentatore stabilizzato non richiede altra taratura che quella del voltmetro indicatore della tensione di uscita.
Disponendo di un voltmetro (elettronico o a microamperometro con resistenze addizionali) si regolano R_{16} ed R_{17} per un fondo scala rispettivamente di 15 V e di 30 V inserendo il voltmetro stesso all'uscita dell'alimentatore stabilizzato.

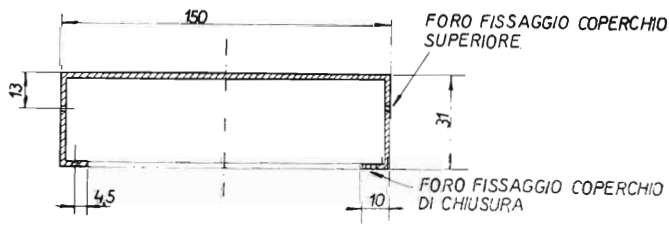


Figura 52

Sezione trasversale telaio secondo un piano parallelo al pannello frontale.
Il disegno non è in scala.

L'alimentatore stabilizzato non richiede altre successive regolazioni ed il suo funzionamento è assicurato salvo errori di cablaggio o l'uso di componenti difettori.

([53]) Infatti essendo l'uscita protetta cortocircuitata la tensione di emittore di Q_1 è nulla mentre quella di collettore è a 24V oppure 15V (per 2 A di erogazione) a seconda della posizione del commutatore CT_1. In queste condizioni, che durante il normale funzionamento dell'alimentatore stabilizzato non si verificano mai, viene superata la massima dissipazione in potenza di Q_1 almeno in condizioni di regime termico. Prima del raggiungimento di questo regime e per brevi intervalli di tempo sono ammesse correnti massime fino a 5 A.

Il montaggio meccanico

L'alimentatore stabilizzato è stato costruito utilizzando un contenitore metallico composto dalle seguenti parti:

1) Il telaio in ferro verniciato (spessore 1 mm) avente un piano superiore di 260 x 150 mm e quattro fiancate di 31 mm piegate ad angolo retto e saldate l'una all'altra in modo da formare un tutto unico col piano superiore. Ciascuna delle quattro fiancate ha un bordino di 10 mm ulteriormente piegato come indicato in figura 52 ed evente i fori per il fissaggio del pannello di chiusura.
2) Il pannello frontale in lega di alluminio verniciato (spessore 2,5 mm) avente le dimensioni di 150 x 180 mm. Questo pannello viene fissato al telaio portante mediante due viti visibili dalle fotografie.
3) Il coperchio di chiusura in lamiera di ferro verniciata da 1 mm di spessore che è piegato ad U come indicato in figura 53A e 53B. Questo coperchio viene fissato alle fiancate laterali del telaio portante mediante viti autofilettanti.

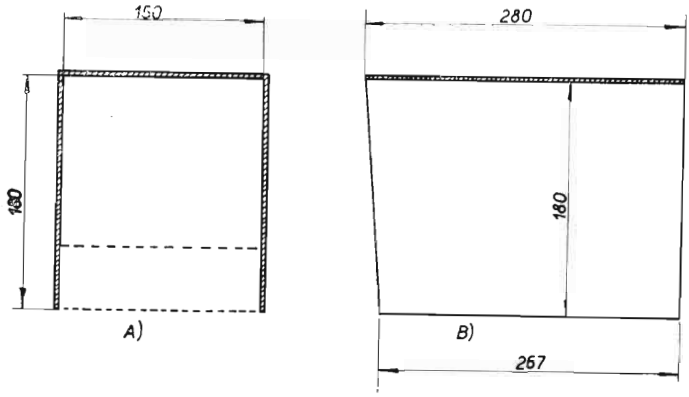


Figura 53

A) sezione trasversale del coperchio superiore di chiusura secondo un piano parallelo al pannello frontale.
B) come il punto A) con la variante che la sezione è stata fatta secondo un piano perpendicolare al pannello frontale
I disegni non sono in scala.

La parte posteriore del coperchio, come visibile dalle fotigrafie è stata parzialmente aperta per lasciare sporgere il dissipatore termico su cui sono montati Q_1 e Q_2 (figura 51). Questo dissipatore deve essere montato in posizione verticale altrimenti la sua resistenza termica aumenta facendo superare la massima dissipazione di collettore ammissibile per Q_1.

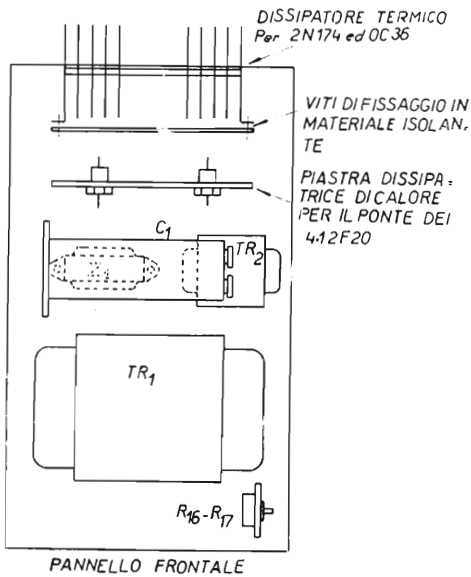
Si tratta perciò di un contenitore di tipo analogo agli altri precedentemente usati con qualche piccola variante.

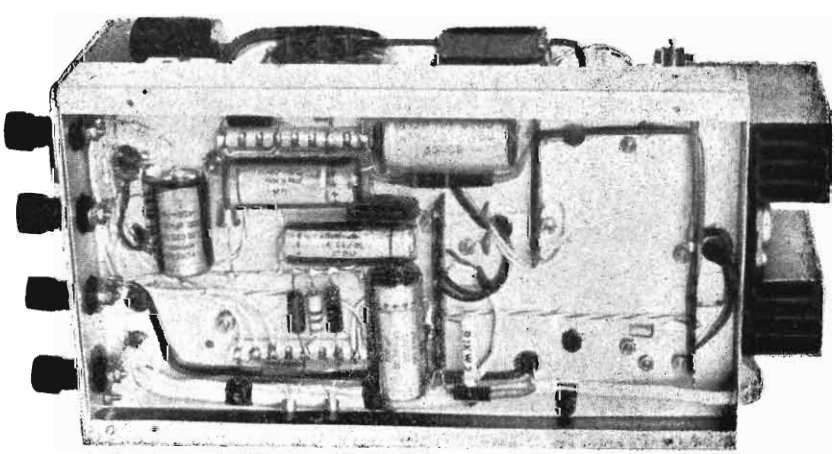
I principali componenti sono fissati nella parte superiore del telaio (come visibile dalle fotografie e dalla figura 54) e cioè i due trasformatori di alimentazione (TR_1 e TR_2), il condensatore C_1, il ponte di Graetz montato su una piastrina di

alluminio (mediante isolatore elettrico di mica), il dissipatore termico per Q_1 e Q_2, l'induttanza di filtro Z_1 ed i potenziometri semifissi R_{16} ed R_{17}.
Lo strumento indicatore, i commutatori CT_{1A}/CT_{1B}, CT_2 e CT_3, il potenziometro regolatore della tensione di uscita (R_5), il fusibile, la lampada spia ed i vari terminali di uscita sono sistemati sul pannello frontale.

Figura 54

Disposizione dei vari componenti sul piano superiore del telaio.





Disposizione dei componenti nella parte inferiore del telaio.

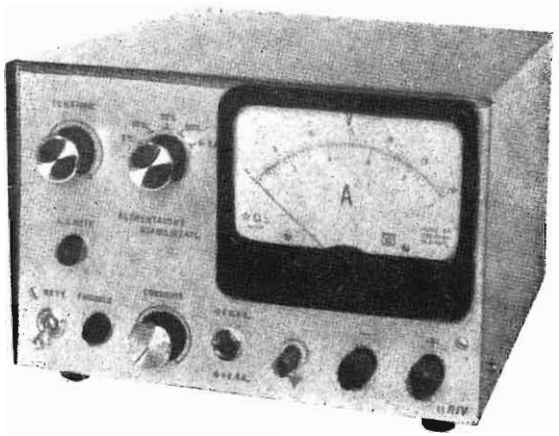
In particolare la resistenza R_{11}, che ha la funzione di limitare la corrente di uscita entro limiti desiderati (da 47 mA a 3 A), viene direttamente inserita tra l'uscita protetta e quella diretta (senza protezione).
Tutti gli altri componenti secondari sono sistemati nella parte inferiore del telaio di supporto come visibile dalle fotografie.

TR_1	Trasformatore di alimentazione avente primario a 200-220-240 V e secondario a 19 V - 2 A con una presa di 12 V - 3 A.
TR_2	Trasformatore di alimentazione avente primario a 220 V e secondario a 32 + 32 V a 150 mA.
Z_1	Impedenza livellamento ronzìo 8 H - 400 Ω
C_1	7.100 μF - 40 VL (elettrolitico)
C_2	250 μF - 50 VL (»)
$C_3 = C_4$	500 μF - 25 VL (»)
C_5	500 μF - 50 VL (»)
C_6	1.000 μF - 25 VL (»)
$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$	12F20 sostituibili con 6F10
$D_5 = D_6$	5E4 da 0,5 A a 400 V tensione inversa sostituibile con BY114.
D_7	Diodo zener 1Z8,2 da 1 W di potenza.
D_8	Diodo zener 1Z4,7 da 1 W di potenza.
R_1	100 Ω - ½ W
R_2	1 kΩ - ½ W
R_3	39 Ω - 2 W
R_4	120 Ω - 1 W
R_5	potenziometro lineare 500 Ω - ½ W
R_6	86 Ω - ½ W
R_7	560 Ω - ½ W
R_8	820 Ω - 2 W
R_9	470 Ω - ½ W
R_{10}	820 Ω - 2 W
R_{11}	variabile da 0,03 Ω a 100 Ω (vedi il testo)
R_{12}	820 Ω - 1 W
R_{13}	220 Ω - 1 W
R_{14}	27 kΩ - ½ W - R_{15} 56 kΩ - ½ W
R_{16}	potenziometro lineare semifisso 5 kΩ - 0,25 W
R_{17}	potenziometro lineare semifisso 10 kΩ - 0,25 W
CT_1	Commutatore a levetta bipolare doppio
CT_2	Commutatore a levetta unipolare
CT_3	Commutatore a levetta bipolare

1.8 - Alimentatore stabilizzato allo stato solido da 0 V a 35 V con erogazione massima di 2,5 A e protezione a soglia controllabile ([54])

Questo alimentatore stabilizzato allo stato solido, realizzato con transistori al silicio, ha le caratteristiche migliori fra tutti i tipi finora presentati. Anche il circuito di questo alimentatore stabilizzato segue nelle sue grandi linee lo schema di principio di figura 48, pur discostandosene per quanto riguarda il circuito generatore della tensione di riferimento, il circuito di protezione contro i cortocircuiti a soglia regolabile da 270 mA a 2,5 A ed il circuito per la riduzione del ronzio residuo.
Il circuito di controllo a regolazione in serie è di tipo tradizionale (Darlington) a tre stadi (2N3055-2N3055-2N1893).
Le caratteristiche principali dell'alimentatore stabilizzato sono le seguenti:

— tensione stabilizzata: 0 ÷ 35 V (in una sola portata)
— massima corrente di erogazione: 2,5 A (per ogni tensione)
— limitazione della corrente di uscita: da 270 mA a 2,5 A mediante un commutatore a due posizioni (la protezione agisce anche sullo strumento di misura)
— tensione di ronzìo residuo ([55]):
  a circuito aperto (a 30 V) : 1,5 mV
  a 2,5 A di erogazione (a 30 V) : 1,7 mV
— grado di stabilità ([56]) per una variazione della tensione di rete di ± 15%:
  a circuito aperto (a 25 V) : 0,005
  a 2,5 A di erogazione (a 25 V) : 0,009



Pannello frontale: disposizione dello strumento di misura e degli altri componenti.

([54]) CQ Elettronica, 1/70, pag. 65-73.
([55]) Tensioni in valore efficace.
([56]) Vedi la definizione nella descrizione degli alimentatori stabilizzati precedenti (1.6 e 1.7).

— resistenza interna (costante su tutto il campo di tensioni) a 2,5 A di erogazione: 0,009 Ω.

Dall'esame sommario di queste caratteristiche si può concludere che questo alimentatore stabilizzato ha un basso ronzio residuo, un buon grado di stabilità ed una bassa resistenza interna.
Le dimensioni del contenitore dell'alimentatore stabilizzato sono le seguenti: larghezza 245 mm, altezza 160 mm, profondità 270 mm. Nella parte posteriore sporge per una profondità massima di 50 mm il dissipatore termico dei transistori di potenza.

Il circuito

Il circuito a blocchi è illustrato in figura 55. Si può notare che si tratta di un circuito che segue la falsariga del circuito di figura 49, in cui però è stato aggiunto uno stadio amplificatore per la protezione in corrente ed uno stadio prestabilizzatore in corrente sul circuito di base del Darlington.

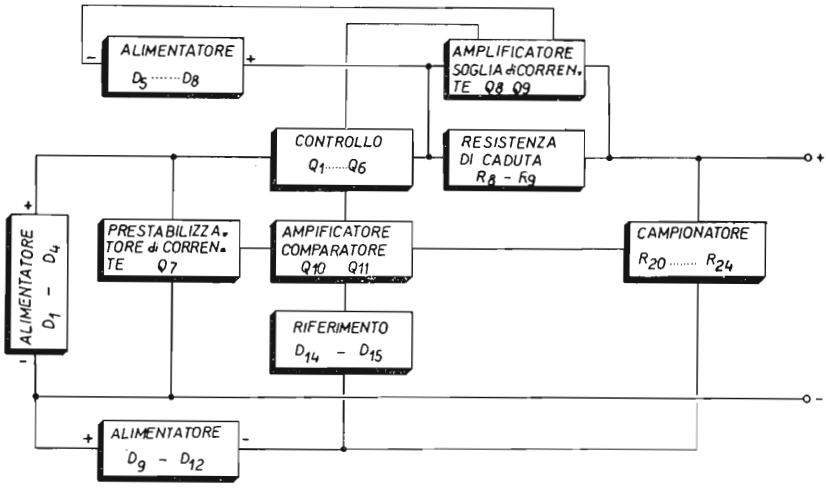


Figura 55

Schema a blocchi, alimentatore stabilizzato 0-35 V.

Lo stadio di regolazione in serie è formato da 6 transistori di cui quattro 2N3055 collegati fra loro in parallelo, un 2N3055 ed un 2N1893 collegati in cascata costituenti rispettimente lo stadio di potenza, lo stadio pilota e lo stadio prepilota.
Lo stadio generatore di tensione di riferimento è del tipo tradizionale a diodi Zener (3Z18 e 1Z10), come pure lo stadio amplificatore comparatore che ha inoltre uno stadio prestabilizzatore di corrente (2N2905A).
Lo stadio amplificatore per la corrente di soglia è formato dai transistori 2N1132 e 2N1711.

In figura 56 è illustrato il circuito dettagliato.
La tensione di alimentazione è fornita da un unico trasformatore (TR_1) dotato di 3 secondari: due per l'alimentazione separata delle tensioni stabilizzate rispettivamente di riferimento e di alimentazione amplificatore corrente di soglia ed uno per l'alimentazione principale. Le tensioni sono 22,5 V per i primi due secondari suindicati (400 mA) e 40 V (2,5 A) per l'ultimo (rispettivamente).

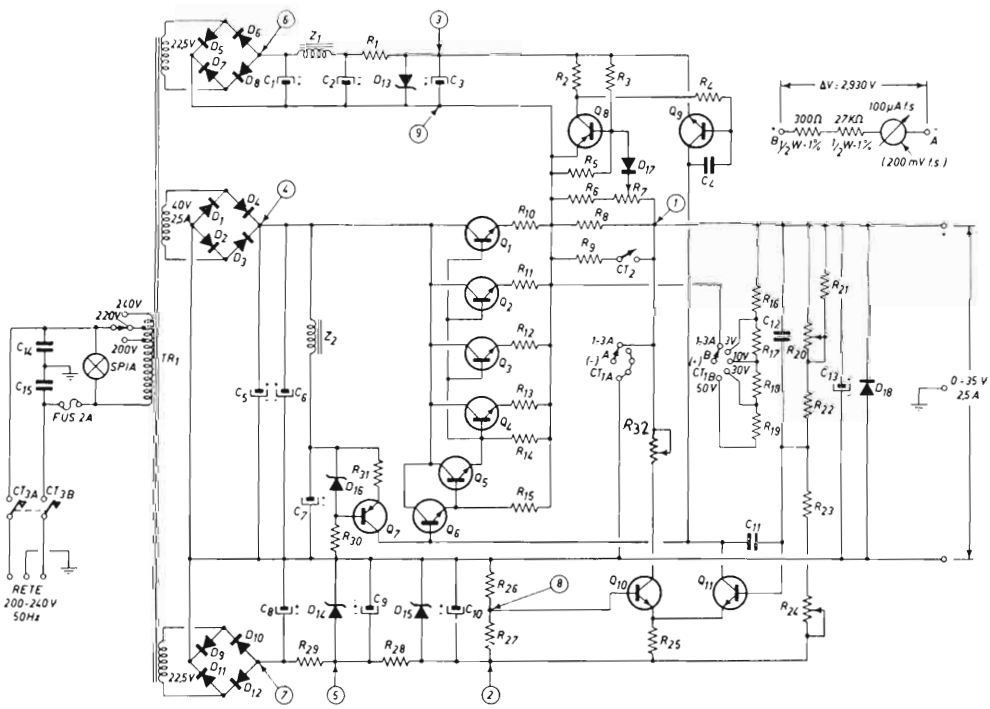


Figura 56

Schema elettrico dettagliato dell'alimentatore stabilizzato 0-35 V.

Il secondario a 40 V alimenta i diodi 6F10 (D_1 ... D_4) collegati a ponte di Graetz e raddrizzanti quindi entrambe le semionde. Anche gli altri due secondari alimentano altri due ponti di Graetz (rispettivamente D_5 ... D_8 e D_9 ... D_{12}) che forniscono tensione ai generatori di tensione continua stabilizzata (rispettivamente la tensione di collettore dell'amplificatore per la protezione in corrente e la tensione di riferimento).
Allo scopo di rendere possibile la stabilizzazione della tensione di uscita anche per valori molto prossimi allo zero la tensione di riferimento (e quindi anche la tensione di emittore dello stadio amplificatore-comparatore — Q_{10}, Q_{11} — tramite R_{25}) è tenuta negativa rispetto al terminale negativo dell'alimentatore stabilizzato stesso. Questa tensione è di -5 V.

Pertanto quando l'alimentatore stabilizzato eroga una tensione nulla la tensione collettore-base di Q_{10} e di Q_{11} è ancora di + 5 V, più che sufficiente per il funzionamento dei transistori stessi. Nei circuiti tradizionali la tensione di uscita non può mai scendere al di sotto della tensione di riferimento, in quanto i transistori costituenti lo stadio amplificatore-comparatore non avrebbero una tensione di alimentazione sufficiente (anzi sarebbero sicuramente interdetti). Ciò è valido per i circuiti di figura 48 e 51.
Osservando il circuito di figura 56 si possono notare le seguenti particolarità:

1) Il circuito di amplificazione per il controllo della massima corrente di erogazione (Q_8 e Q_9) è dotato di un diodo D_{17}) che ha la funzione di ritardare l'azione della soglia di protezione fino al 98% della corrente stabilita come massima erogabile. Ciò significa che avendo stabilito una corrente massima di erogazione di 1000 mA (ad esempio), l'alimentatore stabilizzato si comporta come se questa soglia fosse inesistente fino a 980 mA. L'azione di soglia viene sentita oltre il 98% del valore scelto come limite di corrente. La soglia di protezione in corrente può essere variata agendo su R_7 e su CT_2 da 270 mA fino a 2,5 A.
2) Il microamperometro di lettura delle tensioni e delle correnti erogate è automaticamente protetto per quanto riguarda le due portate amperometriche. Infatti la commutazione (CT_2) del fondo scala dello strumento limita la corrente di erogazione ad un valore massimo inferiore al fondo scala stesso. Cioè commutando le portate amperometriche tramite CT_2 (3 A e 1 A rispettivamente) vengono automaticamente commutate le soglie di protezione in egual misura.
3) Il circuito alimentatore dello stadio di protezione (Q_8 e Q_9) è indipendente sia perché è necessario disporre di una tensione di alimentazione dei collettori di Q_8 e Q_9 più positiva (di 6,8 V) del terminale positivo dell'alimentatore stabilizzato sia per aumentare la stabilità della tensione di alimentazione dello stadio di protezione stesso.

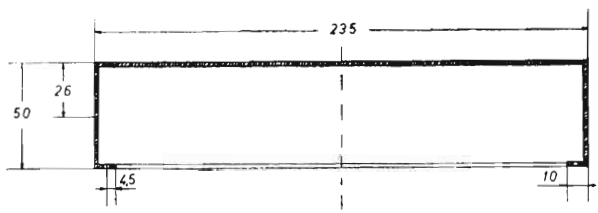
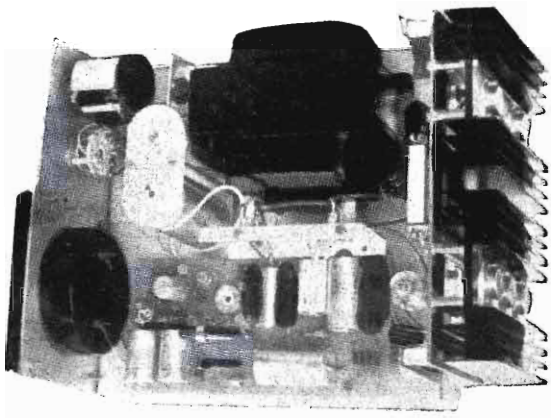


Figura 57

Sezione trasversale del telaio secondo un piano parallelo al pannello frontale.
Il disegno non è in scala.

4) Al fine di aumentare il grado di stabilità è stato inserito un circuito prestabilizzatore di corrente di alimentazione dello stadio amplificatore-comparatore (Q_{10} e Q_{11}) e cioè Q_7, D_{16}, R_{30} ed R_{31}. Questo stadio prestabilizzatore viene alimentato mediante l'induttanza Z_2 e la capacità C_7 allo scopo di ridurre il ronzio presente in uscita, come si può controllare dall'esame delle caratteristiche.

Il potenziometro R_{20} (del tipo a 10 giri) ha la funzione di variare con continuità la tensione di uscita stabilizzata da 0 fino a 35 V, il potenziometro R_{24} ha la funzione di centrare il punto di zero Volt quando R_{20} è predisposto per la minima tensione di uscita ed il potenziometro R_{32} ha infine la funzione di linearizzare la risposta dello stadio amplificatore-comparatore (Q_{10}-Q_{11}) su tutto il campo della portata voltmetrica.



Disposizione dei principali componenti sopra il telaio e assemblaggio dei transistori di potenza sui dissipatori termici.

Il circuito di Darlington, regolatore in serie, è formato da 4 transistori di potenza (Q_1, Q_2, Q_3 e Q_4), fra loro uguali e collegati in parallelo, e da uno stadio di pilotaggio formato da due transistori collegati in cascata (Q_5 e Q_6). Il motivo per cui è richiesto un numero così grande di transistori di grande potenza (2N3055 al silicio) dipende dalla necessità di dissipare elevate potenze nel caso in cui vengano erogate basse tensioni o nel caso in cui scatti la protezione quando la soglia sia predisposta a 2,5 A e la tensione di uscita a 35 V.
In casi di questo genere la potenza che deve essere dissipata da Q_1 ... Q_4 deve essere di $50 \cdot 2{,}5 = 125$ W.
Infatti la tensione presente all'uscita del ponte di Graetz principale (D_1 ... D_4) è almeno di 50 V sotto carico di 2,5 per una tensione di alimentazione in rete di 220 V.

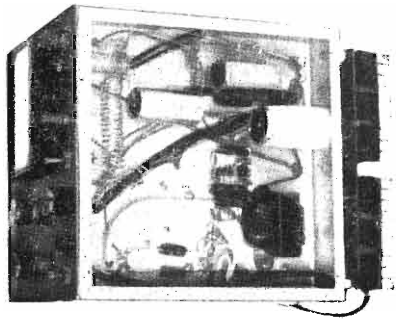
Dovendo dissipare una potenza di 125 W senza ricorrere a dissipatori di grandezza eccessiva il numero di transistori di potenza da mettere in parallelo diventa 4 (vedi 1.6).
Il meccanismo della stabilizzazione è del tutto analogo a quello già descritto precedentemente (vedi 1.6 e 1.7).
La tensione di pilotaggio del circuito amplificatore per la protezione a soglia di corrente regolabile viene prelevata ai capi di R_8 (oppure ai capi di R_8 avente in parallelo R_9) e viene applicata tra base ed emittore di Q_8 tramite il potenziometro R_7 ed il diodo D_{17}. La tensione minima necessaria per il pilotaggio di questo circuito è di 0,7 V. La tensione prelevata dal circuito di collettore di Q_8 e amplificata da Q_9 viene inviata al circuito di ingresso di Q_6 (e cioè alla porta del Darlinton). Se la tensione ai capi di R_8 supera 0,7 V (con la base di Q_8 direttamente collegata al terminale positivo dell'uscita dell'alimentatore stabilizzato) la tensione di ingresso al circuito di Darlington (Q_6) rende i transistori Q_1...Q_4 meno conduttori ed automaticamente diminuisce la tensione presente in uscita. In caso di corto circuito sui terminali di uscita, tutta la tensione fornita dai raddrizzatori cade sui transistori di potenza inseriti come regolatori in serie.
Pertanto aumentando la corrente verso il carico aumenta la caduta di tensione ai capi di R_8 (oppure ai capi di R_8 avente in parallelo R_9) che è posto in serie al carico e quando questa tensione è molto prossima a 0,7 V (con R_7 inserito in modo che il diodo D_{17} sia collegato direttamente al punto 1 — figura 56) l'amplificatore di corrente interviene sul circuito regolatore in serie facendo così scattare la protezione.
All'uscita dell'alimentatore stabilizzato è stato inserito oltre al condensatore di livellamento C_{13} il diodo D_{18} (in grado di sopportare una corrente massima di 20 A) per la protezione contro inserzioni errate di altre sorgenti di tensione continua come carico esterno. In altre parole il diodo D_{18} protegge l'alimentatore stabilizzato, nel caso in cui venga utilizzato come carica batteria, da eventuali inversioni della polarità della batteria nel collegamento all'alimentatore stabilizzato stesso.
Completa il circuito dell'alimentatore stabilizzato uno strumento indicatore della tensione e delle correnti erogate. Il commutatore CT_2 commuta le portate amperometriche (che sono due: 1 A f.s. e 3 A f.s. rispettivamente) e contemporaneamente il fondo scala della soglia di corrente massima erogabile. Come già detto questo costituisce anche una protezione per lo stesso strumento. Le portate voltmetriche sono 4: 3, 10, 30 e 50 V f.s. Il commutatore $CT1_a$ e $CT1_b$ predispone sia le portate voltmetriche che quelle amperometriche (figura 56).

La taratura ed i controlli

A circuito terminato è necessario effettuare le seguenti misure:
1) La tensione continua ai capi di C_5-C_6 (punto 4 di figura 56)

deve essere di circa 50 V sotto un carico di 2,5 A ed ai capi sia di C_1 che di C_8 (punti 6 e 7 rispettivamente di figura 56) di circa 29 V, supponendo che la tensione di rete sia di 220 V.

2) La tensione continua misurata rispettivamente nei punti 2, 3, 5 ed 8 (figura 56) deve essere di 10, 6,8, 18 e – 5 V. La tensione nei punti 2, 5 ed 8, misurata rispetto al terminale negativo di uscita, deve essere negativa: la tensione nel punto 3, misurata rispetto al punto 9, deve pure essere negativa.
3) Regolando R_{20} si deve notare una variazione continua e progressiva della tensione stabilizzata (punto 1 figura 56) sia a circuito aperto che sotto carico costante di 2,5 A.
4) Regolando il potenziometro R_7 con CT_2 escluso (figura 56) e cortocircuitando l'uscita su una resistenza molto bassa (ad esempio 5 ohm) si deve potere regolare la corrente di protezione da una soglia di 270 mA ad una soglia di circa 1 A (o leggermente oltre). Analogamente con CT_2 inserito la protezione deve avere una soglia regolabile da 810 mA a 3 A (l'alimentatore stabilizzato è in grado di erogare correnti massime di 3 A per tempi brevi).
5) Il passaggio dall'alimentatore stabilizzato (generatore di tensione) al regime di protezione (generatore di corrente) deve essere a fronte ripido. Cioè l'effetto della protezione deve farsi sentire oltre il 97-98% del valore stabilito come soglia di corrente.
6) Variando la tensione di rete del ± 10% la tensione di uscita stabilizzata deve rimanere praticamente costante.



Disposizione dei componenti nella parte interna del telaio.

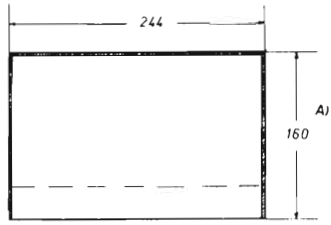
Le uniche tarature richieste sono l'azzeramento meccanico del microamperometro impiegato come strumento di misura, l'azzeramento elettrico (quando R_{20} è completamente inserito) mediante R_{24} ed il bilanciamento mediante R_{32} della risposta dell'amplificatore su tutta la portata voltmetrica da 0 a 35 V. Quest'ultima taratura viene effettuata determinando la posizione di R_{32} tale che il grado di stabilità sia il più possibile uniforme per tutte le tensioni stabilizzate comprese tra 0 e 35 V.

IL MONTAGGIO MECCANICO

L'alimentatore stabilizzato è stato costruito utilizzando un contenitore metallico composto dalle seguenti parti:

1) Il telaio in ferro verniciato (spessore 1 mm) avente un piano superiore di 250 x 235 mm (profondità per larghezza) e quattro fiancate di 50 mm piegate ad angolo retto e saldate l'una all'altra in modo da formare un tutto unico col piano superiore. Ciascuna delle quattro fiancate ha un bordino di 10 mm ulteriormente piegato come indicato in figura 57 ed avente i fori di fissaggio del pannello di chiusura.
2) Il pannello frontale in lega di alluminio verniciato (spessore 2,5 mm.) ha le dimensioni di 242-160 mm. Questo pannello viene fissato al telaio portante mediante le parti filettate di alcuni componenti sistemati sul pannello frontale stesso.
3) Il coperchio di chiusua in lamiera di ferro verniciata (spessore 1 mm). piegata al « U » come indicato nei disegni di figura 58A e 58B viene fissato al telaio mediante quattro viti (lateralmente).

Dal punto di vista meccanico si tratta perciò di un contenitore simile a quello già descritto per il precedente alimentatore stabilizzato (vedi 1.7).



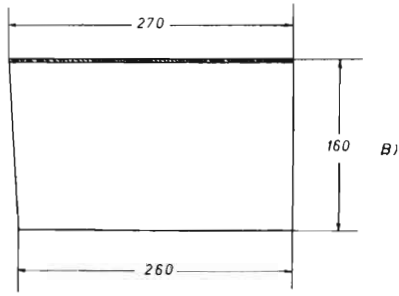


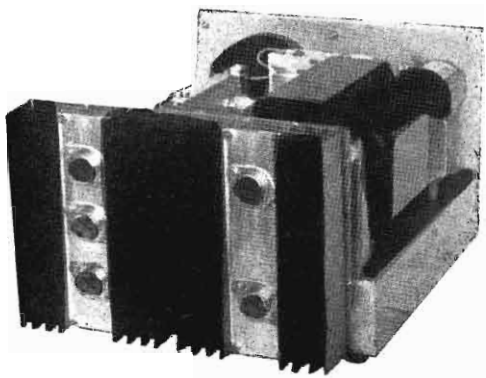
Figura 58

A - Sezione trasversale del coperchio superiore di chiusura (secondo un piano parallelo al pannello frontale).

B - Sezione come il punto A, ma perpendicolare al pannello frontale.
I disegni non sono in scala.

Al fine di migliorare lo scambio termico rispetto all'aria i dissipatori di calore dei transistori di potenza contenenti anche

il transistore di pilotaggio (e quindi 5 transistori 2N3055) sono stati sistemati completamente all'esterno del contenitore stesso sulla parte posteriore tenendoli fissi al telaio mediante supporti a squadra e mediante isolatori in teflon.



Disposizione sulla parte posteriore dei dissipatori termici.

Le resistenze R_{10} ... R_{15} sono state fissate su due striscie di ancoraggi avvitate al telaietto di sostegno dei due dissipatori termici. La disposizione dei cinque 2N3055 è illustrata dalla figura 59A. I due dissipatori hanno le seguenti dimensioni: altezza 145mm, larghezza 102 mm, altezza alette di raffreddamento 34 mm (vedi figura 59). Ciascun dissipatore dispone di 8 alette di raffreddamento simmetricamente disposte a gruppi di quattro rispetto all'asse (figura 59 A).

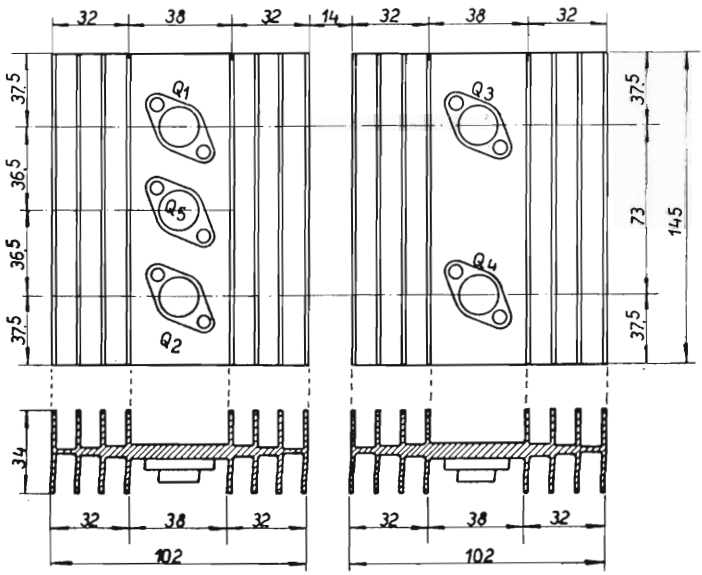


Figura 59

Disposizione dei transistori di potenza (2N3055) sui dissipatori di calore.
Il disegno non è in scala.

I principali componenti sono fissati nella parte superiore del telaio (come visibile dalle fotografie e dalla figura 59B).

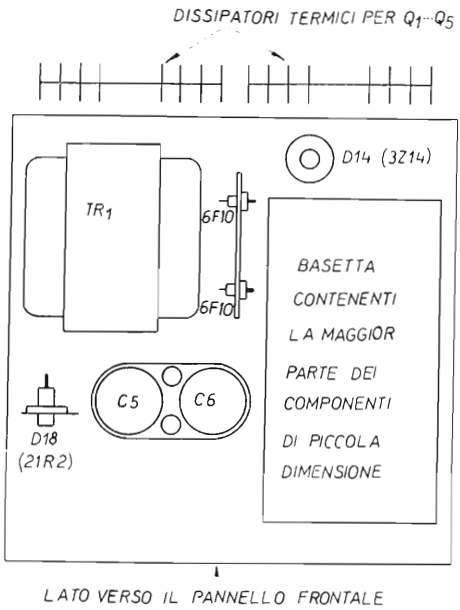


Figura 59 B

Disposizione dei componenti sulla parte superiore del telaio.

Lo strumento indicatore, il commutatore CT_{1A}-CT_{1B}, il potenziometro di controllo della tensione di uscita (R_{20}) e della corrente erogata (R_7), il commutatore di portata amperometrica CT_2, le uscite, la presa di massa, la lampada spia, il portafusibile e l'interruttore di accensione (CT_{3A}-CT_{3B}) sono stati sistemati sul pannello frontale come visibile anche dalle fotografie.
Le due induttanze Z_1 e Z_2, le resistenze R_8 e R_9, il condensatore C_{13}, il diodo D_{18} e alcuni altri componenti secondari sono stati assemblati nella parte inferiore del telaio di sostegno. La basetta con tutti i principali componenti di piccola e media dimensione è stata ancorata mediante distanziatori al telaio.

Elenco dei componenti.

TR_1	Trasformatore di alimentazione avente primario a 200-220-240 V e tre secondari di cui due a 22,5 V e 400 A ed uno a 40 V e 2,5 A.
Z_1	Impedenza di livellamento 6 H - 300 Ω
Z_2	Impedenza di livellamento 10 H - 500 Ω

CT_{1A}-CT_{1B} commutatore a 5 posizioni e due vie con contatti ruotanti non cortocircuitanti.
CT_2 Interruttore unipolare a levetta (220 V - 3 A)
CT_{3A}-CT_{3B} Interruttore bipolare (250 V - 2 A)
CT_4 Il commutatore è stato realizzato in maniera semifissa saldando direttamente i terminali del trasformatore su una striscia di ancoraggi. La commutazione viene così realizzata dissalando il terminale proveniente da CT_{3A} (figura 56) e inserendolo per saldatura sulla tensione desiderata. Questa commutazione non viene quasi mai fatta a causa della grande versatilità dell'alimentatore stabilizzato.

R_1	120 Ω	3 W	10%	
R_2	10 kΩ	½ W	10%	
R_3	27 KΩ	½ W	10%	
R_4	270 Ω	½ W	10%	
R_5-R_{22}-R_{31}	1 kΩ	½ W	10%	
R_6	18 Ω	½ W	10%	
R_7	Potenziometro lineare da 100 Ω - ½ W.			
R_8	3 Ω	10 W	1%	
R_9	1,45 Ω	10 W	1%	
$R_{10}=R_{11}$	0,5 Ω	5 W	10%	
$R_{12}=R_{13}$	0,5 Ω	5 W	10%	
R_{14}	100 Ω	1 W	10%	
R_{15}	470 Ω	1 W	10%	
R_{16}	680 Ω	½ W	1%	
R_{17}	70 kΩ	½ W	1%	
$R_{18}=R_{19}$	200 kΩ	½ W	1%	
R_{20}	Potenziometro lineare a 10 giri da 10 kΩ			
R_{21}	18 kΩ	½ W	10%	
R_{23}	560 Ω	1 W	10%	
R_{24}	Potenziometro lineare semifissa da 100 Ω - ½ W. (miniaturizzata)			
R_{25}	1,0 kΩ	1 W	10%	
$R_{26}=R_{27}$	1,2 kΩ	1 W	10%	
R_{28}	200 Ω	2 W	10%	
R_{29}	120 Ω	15 W	10%	
R_{30}	4,7 kΩ	1 W	10%	
R_{32}	Potenziometro semifisso lineare da 500 Ω - ¼ W (miniaturizzato)			
$C_1=C_2$	500 μF	50 VL	(Elettrolitico)	
C_3	500 μF	15 VL	(Elettrolitico)	
$C_4=C_{11}$	10 nF	160 VL	(Poliestere)	
$C_5=C_6$	2500 μF	100 VL	(Elettrolitico)	
C_7	1000 μF	100 VL	(Elettrolitico)	
C_8	500 μF	50 VL	(Elettrolitico)	
$C_9=C_{10}$	500 μF	35 VL	(Elettrolitico)	
C_{12}	1 μF	100 VL	(Elettrolitico)	

C_{13}	1000 μF	50 VL	(Elettrolitico)
$C_{14}=C_{15}$	10 μF	1000 VL	(carta e olio)

Diodi impiegati:

$D_1=D_2=D_3=D_4$	Tipo 6F10 6 A e 100 V di tensione inversa massima, con dissipatore termico.
$D_5=D_6=...=D_{12}$	Tipo 5E2 0,5 A e 200 V di massima tensione inversa.
D_{13}	Diodo Zener tipo 1Z6,8 - 6,8 V e 1 W di dissipazione (senza dissipatore)
D_{14}	Diodo Zener tipo 3Z18 - 18 V e 3 W di dissipazione con dissipatore termico da almeno 10 cm^2 di superficie.
D_{15}	Diodo Zener tipo 1Z10 - 10 V e 1 W di dissipazione senza dissipatore termico.
D_{16}	Diodo ener tipo BZY88 - 3,3 V e 0,4 W di dissipazione senza dissipatore termico.
D_{17}	tipo OA95
D_{18}	tipo 21R2 20 A - 100 V di massima tensione inversa.

Transistori impiegati:

$Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=Q_5$	: 2N3055
$Q_6=Q_{10}=Q_{11}$	: 2N1893
Q_7	: 2N2905A
Q_8	: 2N1132 (sostituibile con 2N2905A)
Q_9	: 2N1711 (sostituibile con 2N2405)

1.9 - I diodi controllati negli alimentatori di tensione continua non stabilizzati

I diodi controllati (al silicio) conosciuti anche col nome di « thyristor » o « SCR) (Silicon controlled rectifiers) sono semicoduttori a quattro strati (p-n-p-n) o (n-p-n-p) a tre elettrodi chiamati rispettivamente anodo, catodo e porta (« gate »). I diodi controllati differiscono dai normali diodi al silicio in quanto la loro conducibilità è trascurabile finché non viene raggiunta la tensione diretta di rottura (detta anche « forward breakover »).

Il valore di questa tensione di rottura può essere controllato dalla corrente di « gate ». Aumentando questa corrente la tensione diretta di rottura diminuisce. Non appena il diodo controllato è entrato in condizioni di conducibilità elevata la corrente di « gate » non ha più alcun effetto sulla conducibilità stessa che può essere ridotta a valori trascurabili solo annullando la tensione anodo-catodo.

La conducibilità di un diodo controllato può quindi essere regolata solo variando il ritardo col quale si fa circolare la corrente di « gate » rispetto al tempo di applicazione della tensione anodo catodo, quando quest'ultima tensione sia variabile nel tempo (ad esempio di tipo sinusoidale).
In un caso come questo la conducibilità viene data da un segnale impulsivo (tipo transitorio) a fronte piuttosto ripido e di breve durata (figura 60 B).

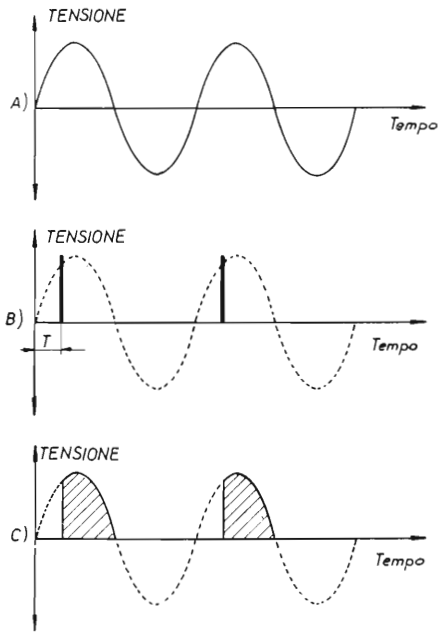


Figura 60

Principio di funzionamento dei diodi controllati

A) Onda sinusoidale

B) Segnale impulsivo di pilotaggio del diodo controllato

C) Forma dell'onda sinusoidale tagliata per effetto del diodo controllato (raddrizzante una sola semionda).

Una delle applicazioni più importanti si ha applicando un'onda sinusoidale. Per effetto della varizione del tempo di intervento del segnale impulsivo di controllo l'onda sinusoidale stessa viene suddivisa in frazioni come illustrato in figura 60 C.
Riferendoci quindi alla figura 60 A/B/C, consideriamo un'ondo sinusoidale di frequenza 50 Hz (che è la frequenza di rete) (figura 60 A) e consideriamo ancora di disporre di un generatore di impulsi avente la stessa frequenza (50 Hz) in cui la fase (ossia il periodo T) rispetto all'onda sinusoidale di figura 60 A sia variabile da 0 al semiperiodo dell'onda sinusoidale (figura 60 B).
In figura 60 C avremo la forma d'onda risultante per effetto dell'inserzione nel circuito radrizzante del diodo controllato.

Così per T = 0 si ha la conducibilità completa per tutto il semiperiodo ed il diodo controllato si comporta come un diodo al silicio tradizione.

Per T uguale al semiperiodo non si ha alcuna conducibilità e per T uguale a metà semiperiodo si ha una conducibilità del 50%.

Variando pertanto T è possibile variare sia la potenza che la tensione di uscita dal circuito raddrizzatore.

I diodi controllati trovano quindi applicazione nei circuiti di regolazione di potenza e di tensione (motori, resistenze etc...). Il loro impiego può essere perciò esteso agli alimentatori di tensione continua non stabilizzati (ed anche per alcuni casi a quelli stabilizzati). Il loro uso permette di variare la tensione di uscita da 0 fino al massimo della tensione di uscita di un alimentatore.

Un esempio di applicazione in questo senso è illustrato in figura 60 D. In questo alimentatore i diodi controllati BTY79-400R della Philips) sono stati inseriti in due rami del ponte di Graetz raddrizzante ed il segnale impulsivo di pilotaggio (inviato tramite TR_1) viene controllato da R_1.

Il generatore di impulsi è costituito dal transistore unigiunzione 2N 1671B ed il tempo di intervento (T di figura 60 D) è controllato da R_1. R_1 quindi permette di variare con continuità la tensione di uscita dell'alimentatore da 0 fino al massimo possibile (270 V).

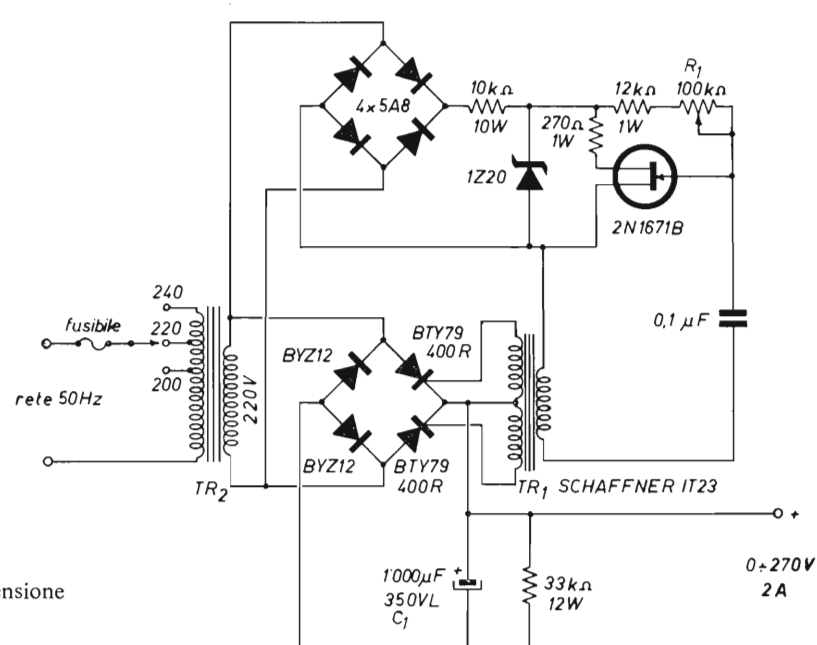


Figura 60 D

Schema elettrico di un alimentatore di tensione continua non stabilizzata utilizzante diodi controllati in cui la tensione continua di uscita è regolabile con continuità da 0 a 270 V.

Tutto viene fatto con uno spreco di energia veramente basso in quanto gli unici elementi resistivi del circuito (ad esclusione del secondario del trasformatore di alimentazione) sono i diodi al silicio tradizionali e quelli controllati. Così per una uscita di 270 V 2 A (equivalenti a 470 W) la perdita di energia è di circa 4,6 W. Circa l'1%.
Utilizzando i diodi indicati in figura 60 D con una tensione di alimentazione di 220 V è possibile variare la tensione di uscita da 0 a 270 V con una corrente di erogazione di 2 A ed un ronzio massimo residuo di 2,65 V (efficaci).
Portando il condensatore C_1 a 10.000 μF (350 VL) la massima corrente di uscita può essere portata a 10 A.
Come già accennato i diodi controllati possono trovare applicazione anche negli alimentatori stabilizzati sia allo stato solido che a tubi termoionici e permettono di ottenere delle notevoli compattazioni con prestazioni ottime.

1.10 - I circuiti integrati negli alimentatori di tensione continua stabilizzati ([57])

I circuiti integrati hanno recentemente aperto nuove prospettive nel campo dell'alimentazione stabilizzata semplificando i circuiti, migliorando le prestazioni e riducendo spesso i costi.
I circuiti qui riportati offrono caratteristiche di stabilità, di resistenza interna e di ronzìo residuo di primo ordine. Le caratteristiche principali di questo alimentatore stabilizzato sono le seguenti:

— tensione stabilizzata di uscita	3,5 ÷ 25 V
— corrente massima di uscita	1 A
— limitazione di corrente di uscita	da 10 mA a 1 A
— tensione di ronzìo residuo (efficace)	2,5 mV
— resistenza interna (misurata a 15 V con erogazione di 1 A)	$< 0{,}01\ \Omega$
— grado di stabilità per una variazione della tensione di rete di ± 15%	0,003

In figura 61 A è riportato lo schema dell'alimentatore stabilizzato utilizzante il circuito integrato MC1461R. Questo circuito integrato comprende gli stadi di stabilizzazione, di pilotaggio e di protezione contro i corto-circuiti e controlla direttamente la base di Q_2 che costituisce lo stadio finale di potenza (con regolazione in serie).

([57]) CQ Elettronica, 11/71 pagina 1196-1198.

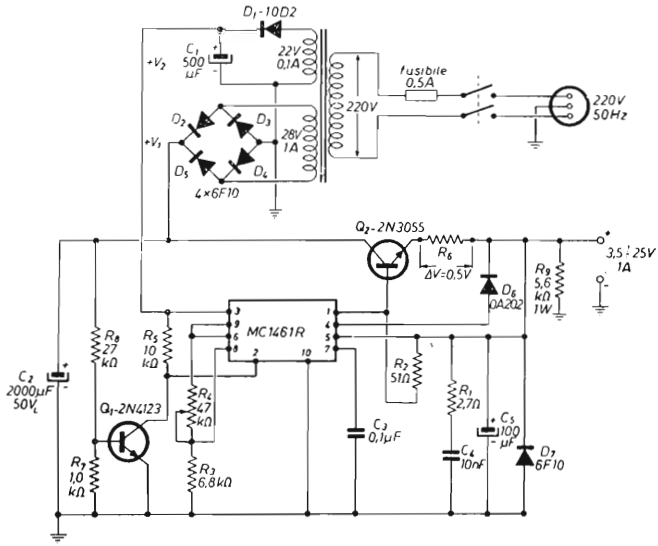
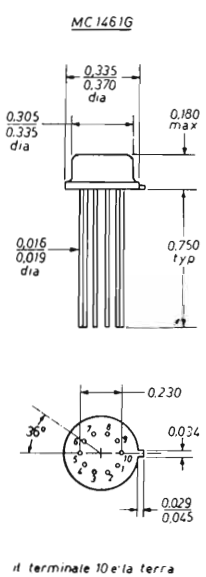
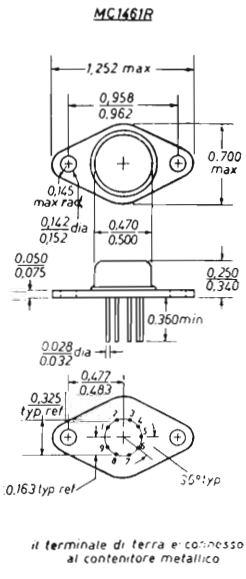


Figura 61 A

Schema di un alimentatore stabilizzato utilizzante come unità di regolazione e di stabilizzazione il circuito integrato MC1461R. Per il valore di R_6 vedi il testo. Tutte le resistenze sono da ½ W salvo altrimenti indicato.

La tensione di comando per il controllo degli stati di protezione contro i corto-circuiti (contenuti nel circuito integrato) viene prelevata ai capi di R_6 che è posta in serie al carico. Variando il valore di questa resistenza varia il livello della massima corrente di uscita. Così per $R_6 = 5\ \Omega$ la massima corrente di uscita è di 1 A. Il valore di R_6 deve comunque essere determinato sperimentalmente cortocircuitando l'uscita e misurando la corrente di erogazione. È bene che questa





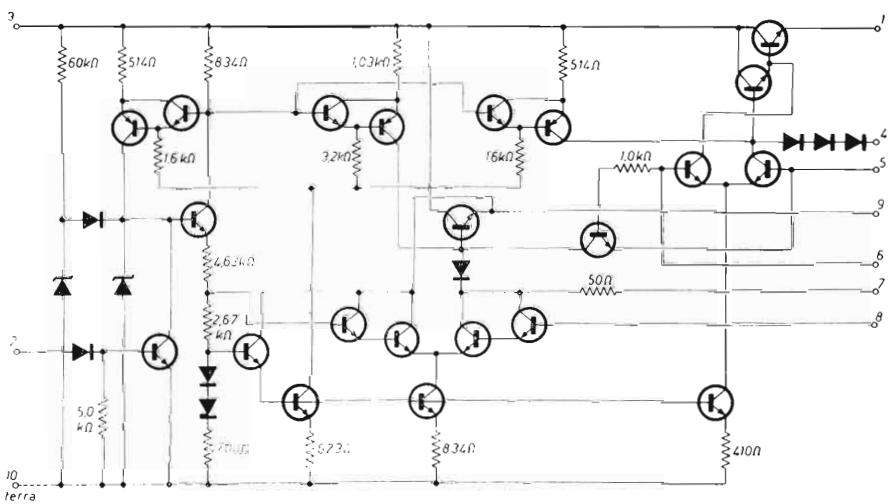
misura venga effettuata con bassi valori della tensione stabilizzata e per brevi tempi. Al posto del corto-circuito può essere usata una resistenza di valore molto basso (1 Ω).
Ritornando al circuito di figura 61 A notiamo quanto segue:

— Il trasformatore T_1 che ha due secondari (22 V, 0,1 A e 28 V, 1 A) che alimentano rispettivamente il circuiti integrato e Q_2.
— Il transistore Q_1 che ha la funzione di proteggere il circuito integrato nel caso in cui per cause accidentali la tensione V_1 si annulli mentre la tensione V_2 è presente.
— Il potenziometro R_4 che ha la funzione di variare con continuità la tensione stabilizzata di uscita da 3,5 V a 25 V.
— I diodi D_6 e D_7 che hanno la funzione di protezione nel caso in cui vengano inserite sul circuito di uscita tensioni di segno inverso (caso di utilizzazione come carica batteria per la protezione contro l'inversione di polarità della batteria da caricare).

Il transistore Q_2 essendo uno stadio di potenza deve essere dotato di un dissipatore di calore avente una resistenza termica di almeno 1,5°C/W (la potenza da dissipare nelle peggiori condizioni è di circa 30 W).
Confrontando lo schema di questo alimentatore stabilizzato con quello di uno analogo a componenti discreti ci si rende immediatamente conto della notevole semplificazione raggiunta con l'uso dei circuiti integrati (che si traduce in una riduzione degli ingombri e dei costi, in una minor probabilità di commettere errori di cablaggio e in una migliore garanzia di funzionamento).

Figura 61 B

Schema completo del circuito integrato MC1461R oppure MC1461G e disposizione dei vari piedini relativi. Tutte le misure sono date in pollic



A titolo puramente informativo riporto in figura 61 B lo schema completo del circuito integrato MC1461R.
In figura 61 C è riportato lo schema di un secondo alimentatore stabilizzato simile a quello di figura 61 A, ma di tipo semplificato e più economico. In questo caso è stato utilizzato un trasformatore di alimentazione avente un solo secondario (22 V 1,5 A) unificando le tensioni continue di alimentazione del circuito integrato e dello stadio di potenza (Q_1 - figura 61 C). Le caratteristiche di stabilità, di ronzìo residuo e di resistenza interna sono sostanzialmente le stesse del precedente alimentatore stabilizzato (figura 61 A). La tensione stabilizzata di uscita può essere regolata con continuità, mediante R_2, da 3,5 V a 20 V con una corrente massima di erogazione di 1,3 A. Anche per questo secondo alimentatore stabilizzato Q_1 (figura 61 C) deve essere dotato di un dissipatore avente una resistenza termica di almeno 1,5 °C/W.
In entrambi gli alimentatori qui descritti è possibile portare la massima corrente di uscita fino a 2 A aumentando le dimensioni del dissipatore di calore (fino a resistenze termiche di 0,8 °C/W) e dotando di trasformatore di alimentazione di secondario in grado di reggere 2 A.
Il circuito integrato MC1461R è sostituibile con il MC1461G (più economico) con riduzione della massima corrente di uscita a circa il 50%.

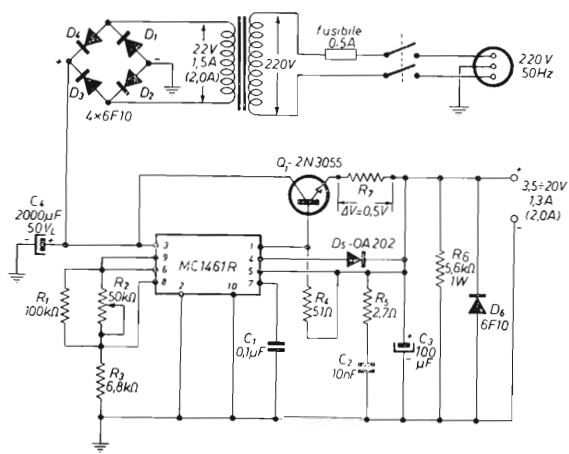


Figura 61 C

Schema di un alimentatore stabilizzato utilizzante il circuito integrato MC1461R.
I valori di corrente indicati fra parentesi si riferiscono all'impiego di un dissipatore termico per Q_1 avente resistenza termica di 0,8 °C/W.
Per la resistenza R_7 vedi il testo.

La limitazione in corrente viene determinata dal valore di R_7 considerando una caduta di 0,5 V ai capi di essa.
Così per una limitazione di 2 A, R_7 dovrà essere di 0,25 Ω e per una limitazione di 0,5 A R_7 dovrà essere di 1 Ω e così via.

Allo scopo di rendere di facile accesso la resistenza regolatrice del limite di massima corrente di erogazione (di protezione in caso di corto circuito) (R_7 di figura 61 C e R_6 di figura 61 A) è bene prevedere nell'eventuale realizzazione dell'alimentatore stabilizzato due morsetti serrafilo (da porre sul pannello frontale) a cui facciano capo i terminali di detta resistenza.

CAPITOLO II

2.0 - Strumenti di misura e di controllo

Gli strumenti di misura e di controllo sono di importanza fondamentale in ogni campo di applicazione dell'elettronica. Solo attraverso il loro impiego è infatti possibile operare su ogni tipo di circuito (messa a punto, taratura, ricerca ed eliminazione dei guasti, controlli vari, etc...) ed avere tutte le informazioni necessarie per l'uso e la manutenzione di ogni apparecchiatura elettronica.
Data la precisione e la riproducibilità richiesta da questi strumenti la loro costruzione necessita di circuiti e componenti ad alta stabilità che diano adeguate garanzie di inalterabilità nel tempo. L'uso di componenti professionali è perciò doveroso.
Gli strumenti di misura e di controllo più importanti sono i seguenti:

— L'analizzatore universale (« tester ») per la misura delle tensioni, delle correnti e delle resistenze.

— Il voltmetro elettronico per misure di tensione ad alta impedenza.

— Il generatore di segnali modulati per la taratura dei radioricevitori.

— Il generatore di onde sinusoidali di bassa frequenza per il controllo degli amplificatori audio e dei modulatori.

— L'oscilloscopio per il controllo delle forme d'onda.

— Il wattametro a radio frequenza per la misura della potenza di uscita di un trasmettitore.

— Il « grid dip meter » per la misura della frequenza dei circuiti accordati.

— Il frequenzimetro per la misura della frequenza ed il controllo degli oscillatori, degli amplificatori a radio-frequenza e per la rivelazione delle frequenze spurie.

In particolare i primi due strumenti di misura suindicati non dovrebbero mai mancare nel corredo di ogni dilettante e di ogni radioamatore.
La taratura e la messa a punto degli strumenti di misura è di particolare importanza e richiede l'impiego di strumenti di riferimento e di controllo di classe superiore a quella dello strumento stesso da tarare.

2.1 - Voltmetri elettronici per tensione continua

La misura della tensione continua è di particolare interesse in ogni circuito sia allo stato solido che a tubi termoionici. Le caratteristiche fondamentali di un voltmetro (anche non necessariamente elettronico) sono le seguenti:

1) L'impedenza di ingresso.
2) La stabilità dello zero.
3) La precisione di lettura a fondo scala.

L'impedenza di ingresso può essere costante per ogni portata voltmetrica (e viene così espressa in MΩ oppure in $10^n\Omega$) [1] oppure direttamente proporzionale alla portata stessa (e viene così espressa in MΩ/V o in kΩ/V).
La stabilità dello zero, cioè la caratteristica che ha un voltmetro di mantenere costante lo zero quando al suo ingresso non sia presente alcuna tensione, viene misurata in mV/ora oppure in μV/ora.
La precisione di lettura a fondo scala, cioè la classe di un voltmetro (ad es. classe 1 corrisponde ad un errore massimo di ± 1%), viene espressa come errore percentuale sul fondo scala.
Un voltmetro è da ritenersi di caratteristiche tanto migliori quanto più alta è la sua impedenza di ingresso, quando più elevata è la sua stabilità di zero e quanto più grande è la precisione di lettura.
Il tipo più semplice di voltmetro è costituito da un microamperometro avente in serie una o più resistente addizionali che, opportunamente commutate, danno i vari fondo scala come illustrato in fig. 62. Per un voltmetro come questo la sensibilità del microamperometro determina l'impedenza di ingresso che è proporzionale alla portata volmetrica. Impiegando così uno strumento da 50 μA f.s. si realizza un voltmetro avente un'impedenza di ingresso di 20 kΩ/V. Analogamente con uno strumento da 10μA f.s. avremmo avuto un'impedenza di ingresso di 100 kΩ/V.

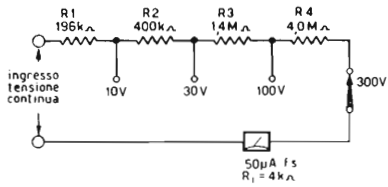


Figura 62

Voltmetro a microamperometro con resistenze addizionali (R_1, R_2, R_3 e R_4) per portate di 10 V, 30 V, 100 V e 300 V rispettivamente.

[1] l'esponente n può variare secondo numeri interi. Questo modo di esprimere l'impedenza di ingresso è caratteristico per voltmetri di tipo elettrometrico aventi cioè un'impedenza di ingresso altissima.

Il principale inconveniente di un voltmetro come quello schematizzato in figura 62 è quello perciò di avere un'impedenza di ingresso bassa per le portate voltmetriche basse. Ciò ne limita notevolmente l'impiego, e costringe ad usare strumenti molto sensibili.
Il voltmetro elettronico risolve agevolmente questo problema in quanto permette di avere impedenze di ingresso elevate anche per portate voltmetriche dell'ordine dei millivolt.
Nella tabella 11 sono indicate le massime impedenze di ingresso ottenibili sia con tubi termoionici elettrometrici che con MOS FET ([2]) e con FET ([3]).

Tabella 11 - *Massime impedenze di ingresso ottenibili con voltmetri elettronici utilizzanti tubi, MOS FET e FET.*

Denominazione	Produttore	Tipo	Massima impedenza in Ω
E80F	Philips	Tubo	10^{11}
6DS4	RCA	Nuvistor	10^{11}
7586	RCA	Nuvistor	10^{12}
5886	Raytheon	Tubo	10^{15}
BSX82	Mullard	MOS FET	10^{11}
3N 98	RCA	MOS FET	10^{15}
3N 99	RCA	MOS FET	10^{15}
T1S26	TEXAS I.C.	MOS FET	10^{10}
T1S26	TEXAS I.C.	FET	10^{9}
MEM 520	Gen. Inst.C.	MOS FET	10^{15}
MEM 517	Gen.Inst.C.	MOS FET	10^{10}

Un circuito di un voltmetro elettronico a tubi termoionici che può essere considerato fondamentale è quello indicato in figura 63. Questo voltmetro elettronico ha un'impedenza di ingresso di 11 MΩ costante per tutte le portate voltmetriche (3V-1000 V f.s.) ed usa come strumento indicatore un microamperometro da 200 μA f.s. di facile reperibilità e meccanicamente non troppo delicato.
Il doppio triodo V_1 (12AU7) è connesso in modo tale che quando nessuna tensione è applicata tra l'ingresso e la massa (e quindi in griglia di V_{1A}) le correnti anodiche di V_{1A} e di V_{1B} sono uguali. In queste condizioni i due catodi hanno lo stesso potenziale e nessuna corrente passa attraverso il microamperometro.

([2]) MOS FET = Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor.
([3]) FET = Field Effect Transistor.

Il bilanciamento della corrente anodica di V_{1A} e di V_{1B} (e quindi lo zero del microamperometro) viene regolato da R_{11} che tiene conto delle possibili variazioni delle due sezioni di V_1 e delle resistenze R_8 ed R_{10} (figura 63).

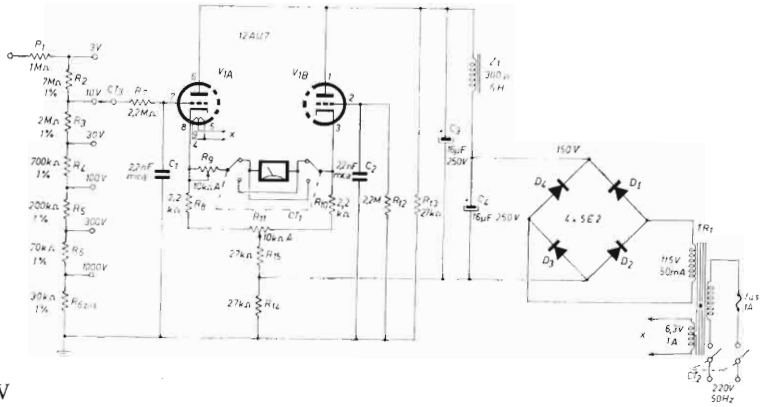


Figura 63

Schema elettrico voltmetro elettronico a tubi termoionici.
Tutte le resistenze sono da ½ W con tolleranza del 5 %, salvo altrimenti indicato.
Le resistenze del partitore resistivo di ingresso devono essere ad alta stabilità.

Quando una tensione positiva è applicata all'ingresso la griglia di V_{1A} diventa meno negativa, la corrispondente corrente di placca aumenta, la tensione tra i due catodi di V_{1A} e di V_{1B} non è più la stessa ed il microamperometro indica una corrente proporzionale alla tensione continua applicata in ingresso.
La sensibilità del voltmetro elettronico viene regolata agendo su R_9 (figura 63) che ha la funzione di calibratore di fondo scala.
Il commutatore CT_1 ha la funzione di invertire la polarità della tensione da misurare e si limita ad invertire la polarità del microamperometro.
La resistenza R_{15}, comune ad entrambi i catodi di V_{1A} e di V_{1B} è la resistenza di controreazione che stabilizza il sistema e linearizza la lettura sul microamperometro.

La resistenza R_7 ed il condensatore C_1 costituiscono un filtro di attenuazione per eventuali componenti alternate e bilanciano il gruppo R_{12} C_2 presente sul circuito di griglia di V_{1B}. Il partitore di tensione R_1 .. R_6, presente nel circuito di ingresso, permette di commutare il fondo scala da 3 V a 1000 V. La resistenza R_1 deve fare parte del terminale del probe per ridurre gli effetti capacitivi quando si misurano tensioni continue in circuiti in cui sia presente radio frequenza.
L'impedenza d'ingresso, come già detto è di 11 MΩ e corrisponde alla somma di R_1 ... R_6 come facilmente controllabile.

I principali componenti sono:

TR_1 trasformatore di alimentazione con primario a 220 V e due secondari di cui uno a 6,3 V - 1 A e l'altro a 115 V - 50 mA.
D_1 ... D_4 5E2 sostituibili con qualsiasi altro diodo avente una tensione inversa di almeno 200 V.
CT_3 commutatore una via e 6 posizioni per la selezione della tensione da misurare (nel campo 3 V - 1000 V f.s.)
CT_1 commutatore due vie due posizioni per l'inversione della polarità.
CT_2 commutatore due vie due posizioni per l'accensione.
Z_1 impedenza di arresto ronzìo residuo 6H - 300 Ω.
strumento da 200 μA f.s.

Questo voltmetro elettronico può essere utilizzato anche per tensioni alternate mediante l'uso di un circuito di rettificazione (figura 64)) inserito all'ingresso del voltmetro stesso al posto di R_1. In questo circuito il diodo V_{2A} funziona come raddrizzatore a semionda ed il diodo V_{2B} come bilanciatore a soglia regolabile (mediante R_{16}) per compensare gli effetti del potenziale di contatto che potrebbe causare una tensione residua interferente.
Il potenziometro R_{16} (figura 64) viene quindi regolato per una tensione nulla in assenza di tensione alternata in ingresso. La tensione così letta è proporzionale alla tensione di picco dell'onda alternata in ingresso.

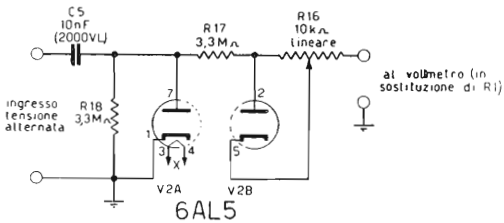


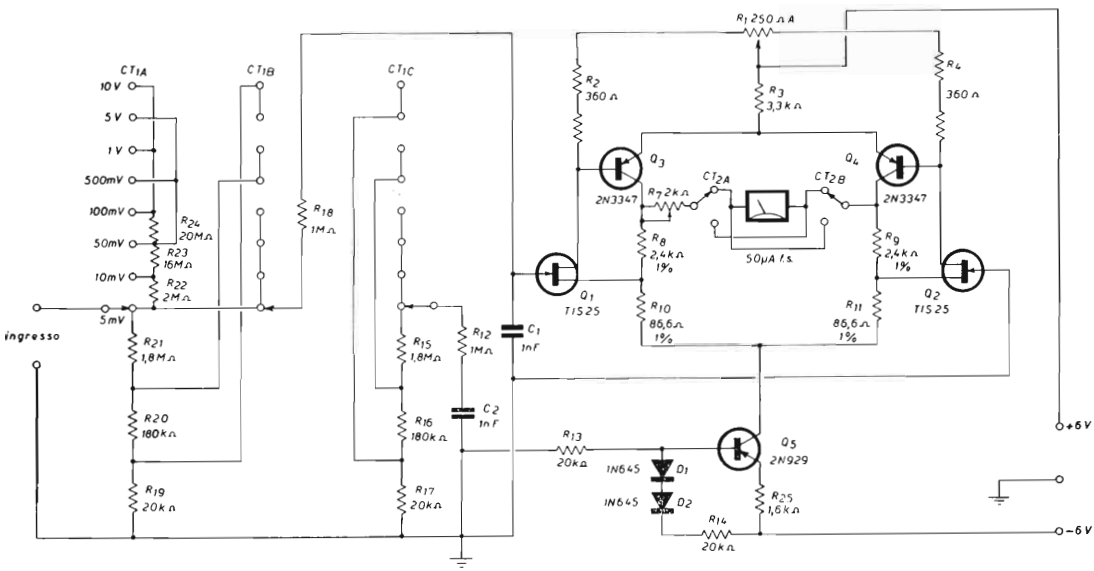
Figura 64

Sonda per tensione alternata fino a 4 MHz da adattare al voltmetro di figura 63.

Un millivoltmetro allo stato solido, utilizzante FET, avente portate voltmetriche da 5 mV a 10 V f.s. ed impedenza di ingresso di 400 MΩ/V fino a 100 mV fs. è mostrato in figura 65. Per portate voltmetriche superiori a 100 mV f.s. l'impedenza di ingresso varia da 20MΩ a 40MΩ.
Una caratteristica saliente di questo voltmetro elettronico a FET è la notevole stabilità di zero raggiungibile anche alle portate più basse.
Le caratteristiche elettriche dei FET, essendo semiconduttori, dipendono dalla temperatura di lavoro. Perciò negli amplificatori ad accoppiamento diretto, come in quello di fig. 65 i FET vengono collegati in stadi differenziali.
Il millivoltmetro di figura 65 è stato così progettato con un amplificatore differenziale a due stadi (Q_1-Q_2 e Q_3-Q_4) che ha un guadagno globale di 40 volte. Il meccanismo di funzionamento è perfettamente analogo al corrispondente circuito mostrato in figura 63 per cui quando in ingresso viene applicata una tensione positiva la differenza di tensione tra i due collettori di Q_3 e Q_4 determina una deviazione dell'indice del microamperometro proporzionale alla tensione stessa da misurare.

Figura 65

Millivoltmetro elettronico a FET da 5 mV a 10 V f.s.
Tutte le resistenze sono da 0,5 W con tolleranza ± 5 %
salvo altrimenti indicato.



Il transistore Q_5 ed i diodi D_1 e D_2 hanno la funzione di stabilizzare la corrente di alimentazione dell'amplificatore differenziale migliorandone la stabilità.
Il potenziometro R_2 ha la funzione di azzerare l'indicatore di tensione ed il potenziometro R_2 quella di tarare il fondo scala in maniera del tutto analoga al circuito a tubi di figura 63.
Il commutatore CT_{1A} - CT_{1B} - CT_{1C} (figura 65) ha la funzione di commutare il fondo scala del millivoltmetro da 5 mV a 10 V f.s. ed è a 8 posizioni e 3 vie (Il settore di contatto deve essere del tipo cortocircuitante).
Il commutatore CT_{2A}-CT_{2B} ha la funzione di invertire la polarità della tensione continua da misurare e si limita ad invertire la polarità stessa del microamperometro da 50 μA f.s. impiegato come strumento indicatore (questo strumento deve avere una resistenza interna inferiore a 3.000 Ω).
Dato il basso consumo di corrente (pochi mA) l'alimentazione può esser fatta con due pile da 6 V che sono da rinnovare non appena la loro tensione di lavoro sotto carico raggiunge i 4,5 V.
Terminando questa breve panoramica sui voltmetri elettronici si può concludere che sia lo stato solido che i tubi elettrometrici permettono di realizzare alte impedenze di ingresso. L'uso dei FET e MOS FET permette di costruire voltmetri di picmolo ingombro con alimentazione autonoma, ma è sconsigliabile quando siano presenti transitori di tensione nei circuiti in cui si deve effettuare la misura di tensione.
In casi di questo genere sono raccomandabili i tubi elettrometrici insensibili ai transitori suindicati.

2.2 - Voltmetro elettronico elettrometrico per tensione continua a tubi termoionici (4)

Questo voltmetro elettronico per tensione continua ha le seguenti caratteristiche principali:

1) Impedenza di ingresso superiore a $10^{10}\Omega$ per tutte le portate voltmetriche.
2) Deriva dello zero (elettrico) trascurabile (inferiore a ± 500μV/ora).
3) Errore massimo di lettura del ± 2% (sul fondo scala) per tutte le portate voltmetriche.
4) Campo di tensione (da misurare) da 0,1 V a 20 V f.s. in otto portate. Il campo di tensione è estensibile fino a 30 V f.s. (come verrà detto più avanti).

---

(4) Vedi CD 10/65 pag. 611 e segg.

Le caratteristiche suindicate classificano questo voltmetro elettronico tra gli strumenti professionali di alta precisione.
L'uso di questo voltmetro è quindi assolutamente generale in quanto la sua bassissima corrente di assorbimento ($<10^{-10}$ A) non può avere alcuna influenza sulle tensioni da misurare. Così si possono leggere le tensioni di griglia (anche se autopolarizzate con una resistenza da 10 MΩ o da 20 MΩ), le tensioni di base anche se sono dell'ordine di grandezza delle decine di mV e le tensioni di « gate » (nei FET e nei MOS FET).
Questo voltmetro è stato inoltre predisposto (mediante commutazione) come strumento accessorio della linea coassiale fessurata (che verrà descritta più avanti) per la determinazione del rapporto onde stazionarie (R.O.S.) nel campo U. H.F. ([5]).
Per questo secondo impiego viene aumentata la sensibilità del voltmetro elettronico fino a 60 mV f.s. e viene inserito nel circuito di ingresso un filtro atto ad impedire l'entrata della radio frequenza nell'elettrometro. Questo filtro abbassa l'impedenza d'ingresso a 3,9 kΩ; valore ritenuto ottimale per il circuito di rivelazione della linea coassiale fessurata.

CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI

Vediamo ora in dettaglio le caratteristiche di questo elettrometro, che sono quelle di un amplificatore ad accoppiamento diretto fortemente controreazionato a risposta perfettamente lineare (entro ± 1 dB) da 0 mV a 33 V. Come già detto si tratta di uno strumento di tipo professionale ad alta stabilità nel tempo sia dello zero elettrico che del grado di amplificazione.

Pannello frontale.

([5]) Vedi CD 4/65 pag. 241-243 e CD 6/65 pag. 331-334.

Impiegando lo strumento come misuratore di R.O.S. le caratteristiche sono le seguenti:

— impedenza di ingresso di circa 4.300Ω per adattare l'impedenza del diodo usato nella linea coassiale fessurata (1N23B)
— sensibilità regolabile da 60 mV a 85 mV f.s. per la taratura a fondo scala del microamperometro (vedi CD 6/65).
— filtro RC di arresto radio frequenza inserito all'ingresso dell'amplificatore.
— corrente massima diretta che viene fatta circolare nel diodo 1N23B (nella linea coassiale fessurata): 20 μA.
— massima amplificazione in tensione di 3,5 volte con forte controreazione di tensione (l'amplificazione non è stata spinta oltre questo valore a causa della diminuzione della stabilità dell'amplificatore stesso).

Impiegando lo strumento come elettrometro le caratteristiche sono le seguenti:

— impedenza d'ingresso molto alta (per una tensione f.s. di 1 V l'impedenza di ingresso è superiore a 10.000 MΩ).
— portate voltmetriche: f.s. in corrente continua 0,1 - 0,2 - 0,5 - 1,0 - 2,0 - 5,0 - 10,0 - 20 V, commutate senza alcun partitore di tensione in ingresso. Con partitore, contenuto in opportuna sonda esterna, le portate volmetriche sono moltiplicabili per 100, con impedenza d'ingresso costante di 100 MΩ
— l'amplificazione è 2 per la portata di 0,1 V e 1 per tutte le altre portate.

Il microamperometro indicatore dello strumento ha 50 μA f.s. con una bobina mobile da 3.800Ω (Cassinelli CI8R Plex) avente due scale di cui quella superiore tarata in R.O.S. ([6]) e quella inferiore graduata linearmente da 0 a 100.

Il microamperometro usato può essere sostituito con qualunque altro strumento che abbia le seguenti caratteristiche:

— resistenza della bobina mobile compresa tra 1.300 e 4.000 Ω.
— fondo scala non superiore a 150 μA e a 200 mV.

Il misuratore di R.O.S./elettrometro può essere anche costruito senza microamperometro essendo predisposto per utilizzare un qualunque analizzatore (tester) con sensibilità com-

---

([6]) Vedi CD 6/65 per l'utilizzazione di un micro amperometro con scala lineare.

presa tra 10.000Ω/V e 100.000Ω/V (mediante la presa « uscita »). Questa presa può inoltre venire utilizzata, contemporaneamente al microamperometro indicatore, per altri microamperometri di controllo, voltmetri registratori, voltmetri elettronici, etc. la cui impedenza di ingresso non sia inferiore a 1500 Ω. Sotto questo aspetto l'elettrometro può quindi venire impiegato come trasduttore di impedenza nel senso che, nelle portate corrispondenti a una amplificazione 1, rende leggibili quelle tensioni (in continua) che con un normale analizzatore non lo sarebbero a causa della loro alta impedenza. Ad esempio supponiamo di volere leggere una tensione di griglia quando fra la griglia stessa e la massa sia inserita una resistenza da 10 MΩ. Usando un normale analizzatore da 20.000Ω/V sara impossibile leggere questa tensione perché la corrente di assorbimento dell'analizzatore attraversando la resistenza da 10 MΩ determinerà una caduta di tensione tale da rendere impossibile la misura stessa. Basta infatti pensare che è sufficiente una corrente di 1 μA per dederminare una caduta di tensione di 10 V. Impiegando questo elettrometro invece essendo la corrente di assorbimento inferiore a 10^{-10} A ossia inferiore a 10^{-4} μA la caduta di tensione al massimo sarà di 1 mV. Se poi l'elettrometro viene costruito scegliendo opportunamente le valvole elettrometriche questa corrente di assorbimento può essere portata a 10^{-11} A che, nell'esempio citato produrrebbe una caduta di tensione di 0,1 mV. Sia 1 mV che 0,1 mV sono tensioni senz'altro del tutto trascurabili rispetto alla tensione da leggere.

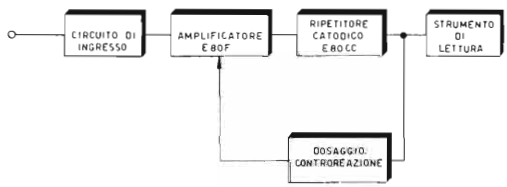


Figura 65 A
Schema a blocchi del circuito dell'elettrometro.

Il circuito amplificatore dell'elettrometro può anche venire impiegato direttamente in corrente alternata fino a una frequenza massima di 20.000 Hz.

IL CIRCUITO

Il circuito è costituito di un amplificatore ad accoppiamento diretto per corrente continua con forte controreazione al fine di avere piccola deriva dello zero e grande stabilità di amplificazione. Lo schema di principio è rappresentato nel circuito a blocchi di figura 66 A.

Nel circuito di ingresso è inserito un filtro RC avente lo scopo di arrestare la radio frequenza residua proveniente dal gruppo di rivelazione della linea coassiale fessurata, quando lo strumento venga impiegato come misuratore di R.O.S.
Il circuito di uscita è costituito da un circuito di commutazione che inserisce resistenze addizionali al microamperometro e che regola la controreazione. La stabilizzazione delle tensioni anodiche e di griglia schermo è ottenuta mediante tubi a gas (OB2), mentre la stabilizzazione della tensione dei filamenti dei tubi elettrometrici (E80F) è ottenuta mediante transistori (OC26, OC74).

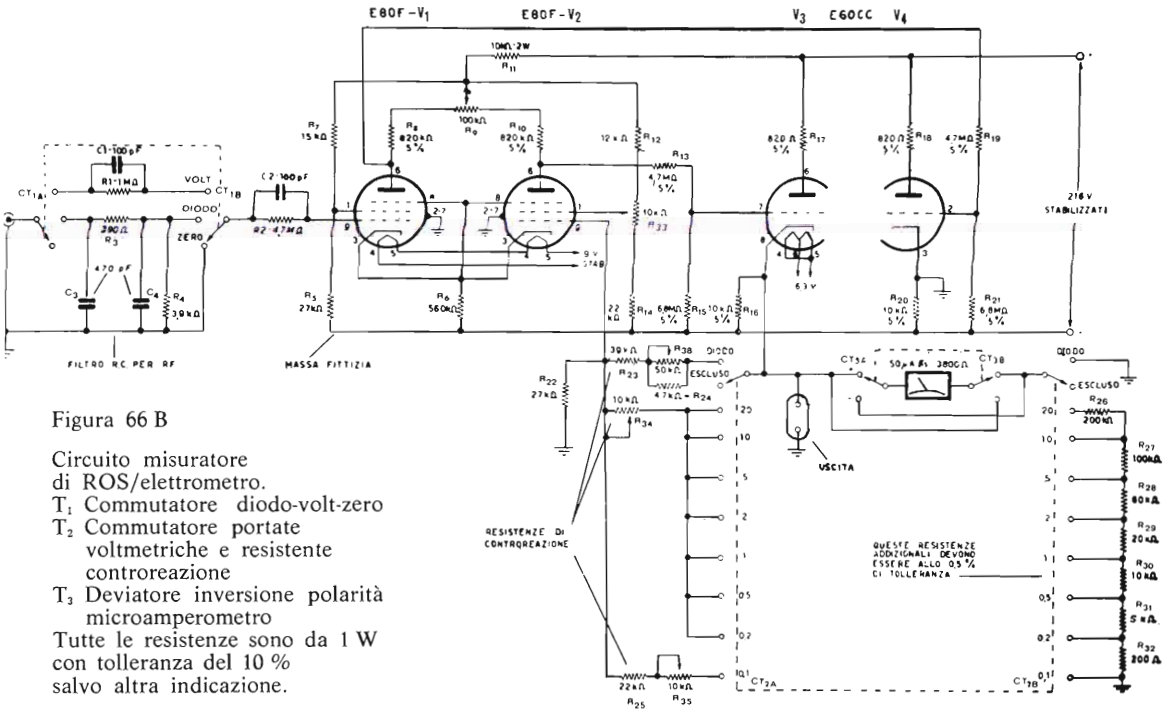


Figura 66 B

Circuito misuratore
di ROS/elettrometro.
T_1 Commutatore diodo-volt-zero
T_2 Commutatore portate voltmetriche e resistente controreazione
T_3 Deviatore inversione polarità microamperometro
Tutte le resistenze sono da 1 W con tolleranza del 10 % salvo altra indicazione.

Il circuito, completo in ogni suo dettaglio, è illustrato in figura 66 B (circuito di ingresso, di uscita e di amplificazione) e in figura 67 (circuito di alimentazione e di stabilizzazione). Procedendo dall'ingresso all'uscita consideriamo le seguenti parti:

1) *Il circuito di ingresso*

Comprende una commutazione di funzione per adattare lo strumento all'impiego desiderato e un gruppo di filtri (CT_1 - figura 66 B). Quando il misuratore viene impiegato come misuratore di R.O.S. (posizione « diodo ») viene inserito un filtro

RC passa basso formato da una resistenza da 390 Ω (R_3) e da due condensatori da 470 pF (C_3 e C_4), avente la sopracitata funzione di arresto per la radio frequenza. Come misuratore di R.O.S. l'impedenza di ingresso è di 4.300 Ω per adattare la bassa impedenza del diodo (1N23B) impiegato nella linea fessurata coassiale.
Quando il misuratore viene impiegato come elettrometro (posizione « volt ») la sua impendenza di ingresso diventa superiore a 10.000 MΩ e i due gruppi R_1C_1 ed R_2C_2 (figura 66 B) hanno la funzione di impedire eventuali autooscillazioni.

2) *Il circuito amplificatore*

Il circuito amplificatore è formato da due E80F collegate secondo lo schema fondamentale di un amplificatore differenziale. Segue una E80CC, con funzione di ripetitore catodico per avere un'impedenza di uscita bassa.
La tensione continua da misurare, sia che provenga dalla linea fessurata coassiale che da qualunque altro circuito, viene applicata, dopo il circuito stesso di ingresso, alla griglia della prima E80F. Le tensioni di filamento e le tensioni di placca e griglia schermo sono quelle previste dalla Philips per il funzionamento del tubo E80F come tubo elettrometrico e cioè: filamenti 4,5 V - tensione anodica e di griglia schermo 40 V (tensioni misurate rispetto al catodo). La tensione da misurare, amplificata sarà quindi presente sulle placche delle E80F e da qui ai due catodi della E80CC tramite le corrispondenti griglie. Uno di questi due catodi è collegato direttamente a massa mentre sull'altro fanno capo il circuito di uscita e quello di controreazione (figura 66 B). Pertanto la tensione amplificata presente sul catodo in parte viene mandata direttamente all'uscita e in parte viene portata nell'amplificatore tramite la griglia g_1 della seconda E80F, realizzando la controreazione che sarà tanto più forte quanto più grande è la frazione di tensione amplificata riportata nell'amplificatore e perciò tanto più piccola è la resistenza interposta tra il catodo della prima sezione della E80CC e la griglia g_1 della seconda E80F (figura 66B). Il guadagno dell'amplificatore viene pertanto variato regolando il valore della suddetta resistenza (potenziometri R_{36}, R_{34}, R_{35}). Il potenziometro R_{36} è posto sul pannello frontale e viene inserito nella posizione « diodo » (commutatore CT_2 - figura 66 B) cioè quando lo strumento viene utilizzato come isuratore di R.O.S. e ha la funzione di variarne la sensibilità in modo fine (da 60 mV a 85 mV).
La regolazione fine della sensibilità permette una facile messa a fondo scala del microamperometro indicatore quando la sonda della linea coassiale fessurata è stata messa su un massimo di tensione a radio frequenza (vedi più avanti).

I potenziometri R_{34} e R_{35} posti sul pannello posteriore, hanno la funzione di tarare le portate voltmetriche di 0,1 V e 0,2 V - 20 V rispettivamente e vengono inseriti nella posizione « volt » (commutatore CT_2 - figura 66 B). La loro regolazione deve essere quindi semifissa.
La controreazione ha la funzione di aumentare la stabilità dell'amplificatore e contribuisce a utilizzarne l'impiego anche per tensioni di ingresso (da misurare) relativamente alte (20 V) (Essendo l'amplificatore lineare entro ± 1 al B fino a ± 33 V, la massima tensione applicabile in ingresso può essere di ± 30 V). La possibilità di leggere direttamente tensioni di questa entità è data inoltre dal fatto che tutti i punti « freddi » di ritorno dei circuiti di griglia, di placca e di catodo uniti fra loro e collegati al negativo dell'alimentatore stabilizzato che dà 216 V, non sono collegati direttamente a massa. Questa massa « fittizia » (figura 66 B) è infatti « sospesa » rispetto alla massa « effettiva » per una tensione di 54 V. Mandando in ingresso una tensione continua (da misurare) ([7]) compresa tra 0 e ± 20 V l'amplificatore avrà una risposta perfettamente lineare sia a causa della forte controreazione sia perché la massa « fittizia » è polarizzata rispetto alla massa « effettiva » di una tensione dell'ordine delle decine di volt.
Volendo aumentare la portata voltmetrica diretta a valori più elevati (fino a un massimo di 100 V), bisogna aumentare contemporaneamente sia la caduta di tensione presente sul circuito di placca dei tubi elettrometrici che quella tra la massa « fittizia » e la massa « effettiva ».
Le tensioni misurate con voltmetro elettronico (impedenza di ingresso 11 MΩ) rispetto alla massa « fittizia » sono le seguenti:

filamenti E80F	4,5 V	
placche E80F	90 V	(corrente anodica 55 μA)
g_2 E80F	90 V	(corrente g_2 9 μA)
catodo 2ª sezione E80CC	54 V	
g_1 1ª E80F	—1,8 V	
catodo E80F	52 V	
tensione aliment. stab.	216 V	

Come si può notare i pentodi E80F sono alimentati secondo le tensioni stabilite dal costruttore per il loro funzionamento come tubi elettrometrici. Infatti la tensione anodica e di griglia schermo rispetto al catodo è 90—52 = 38 V.

([7]) La tensione in ingresso viene inserita tra la griglia g_1 della prima 180F e la massa « effettiva ». Analogamente la tensione in uscita, cioè quella che va al microamperometro tramite le resistenze addizionali, viene misurata tra il catodo della prima sezione triodo della E80CC e la massa « effettiva ».

L'azzeramento dell'amplificatore viene fatto micrometricamente agendo sul potenziometro R_9 (posto sul pannello frontale), inserito nel circuito di placca delle E80F e macrometricamente agendo sul potenziometro R_{33} semifisso (posto sul pannello posteriore), inserito nel circuito di griglia schermo delle E80F stesse.

3) *Il circuito di uscita*

Il circuito di uscita è formato da un circuito di lettura delle tensioni presenti sul catodo della prima sezione della E80CC e da un circuito che regola automaticamente la controreazione necessaria per avere l'amplificazione desiderata, come descritto più avanti, a secondo del fondo scala (figura 66 B). La controreazione è massima (guadagno = 1) per le portate voltmetriche da 0,2 V a 20 V e minima per la posizione « diodo » (guadagna massimo = 3,5).
Il microamperometro, collegato in modo da invertirne rapidamente la polarità, ha una bobina mobile con 3800 Ω di resistenza e con 50 μA (f.s.) corrispondente a 190 mV (f.s.). Tra il catodo « sospeso » della E80CC e la massa « effettiva » è predisposta un'uscita per altri strumenti sulle cui caratteristiche si è già parlato. Al fine di chiarire il principio di funzionamento del circuito di uscita esaminiamo ora a una a una le varie posizioni del commutatore (T_2).
A) *posizione « diodo »*. In questa posizione l'amplificatore viene utilizzato con la sua massima amplificazione in tensione e cioè 3,5 volte. Il microamperometro è collegato direttamente a massa (massa effettiva) e la resistenza di controreazione (39 KΩ avente in serie R_{36}) permette una regolazione del guadagno da 2,5 a 3,5. Essendo il fondo scala del microamperometro di 190 mV la sensibilità del misuratore di R.O.S., tenendo conto anche del filtro di ingresso, è regolabile da 60 mV a 85 mV fondo scala. Nel caso poi che si impieghi un microamperometro diverso da quello suindicato, sempre da 50 μA f.s. avente una bobina mobile con resistenza inferiore a 4.000 Ω, è consigliabile inserire in serie una resistenza il cui valore sia tale che sommato a quello della bobina mobile stessa dia 3.800 Ω - 4.000 Ω.
B) *posizione « escluso »*. Il microamperometro è disinserito dal circuito di uscita ed è quindi possibile controllarne lo zero meccanico.
C) *posizione 0,2 V - 20 V*. La controreazione è regolata da R_{33} in modo da avere un guadagno 1. L'amplificatore riporta in uscita lo stesso segnale inviato in ingresso con la sola particolarità che in ingresso l'impedenza è altissima (10.000 MΩ per il f.s. 1 V) mentre in uscita l'impedenza è all'incirca di 1000 Ω. La funzione assolta è quella di trasduttore di impedenza. In serie al microamperometro vengono po-

ste quindi resistenze addizionali inseribili mediante CT_{2B} per leggere le tensioni presenti sul catodo « sospeso » della E80CC. Usando un microamperometro (da 50 μA f.s.) con bobina mobile avente resistenza inferiore a 3800 Ω vale quanto già detto per il punto A. Se la resistenza della bobina mobile fosse compresa tra 3800 Ω e 4000 Ω la resistenza da 200 Ω di CT_{2B} dovrebbe venire sostituita con un'altra il cui valore sommato a quello della bobina mobile dia 4000 Ω.
D) *posizione 0,1 V*. La controreazione è regolata da R_{35} in modo da avere un guadagno di 2. Per il resto vale quanto già detto per il punto C.

4) *L'alimentazione stabilizzata*

Al fine di migliorare ulteriormente la stabilità dell'elettrometro ne sono state stabilizzate sia le tensioni anodiche e di griglia schermo, che quelle di filamento (solo per le E80F). In figura 67 è tracciato lo schema del circuito stabilizzatore utilizzante due OB2 in serie per l'alta tensione e i transistori OC26 e OC74 per la tensione di filamento (9 V - 300 mA) delle due E80F ([8]).

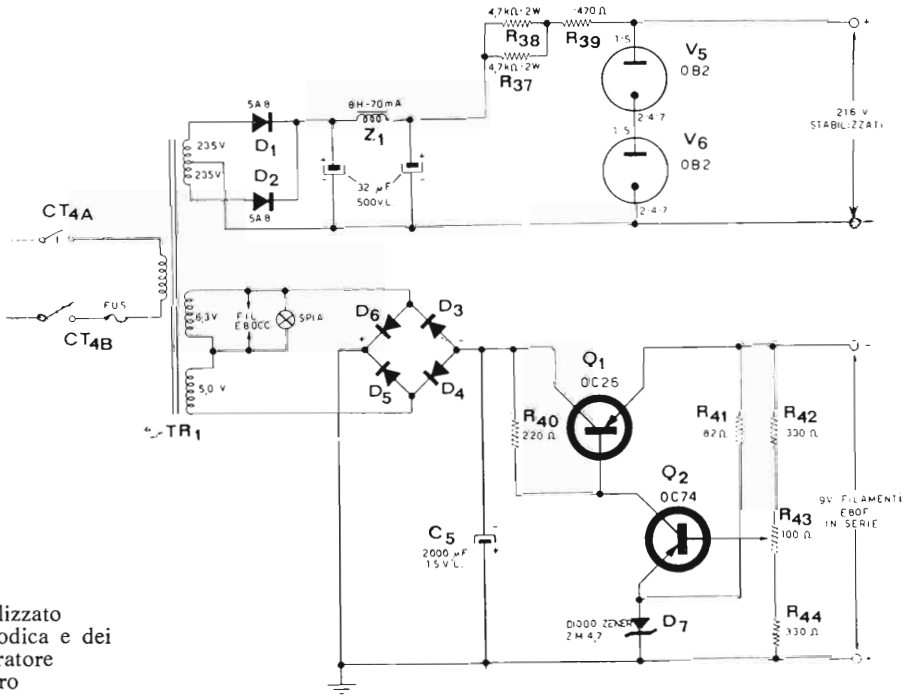


Figura 67

Alimentatore stabilizzato per la tensione anodica e dei filamenti del misuratore di ROS/elettrometro

([8]) I filamenti sono messi in serie e vengono alimentati da un alimentatore stabilizzato a transistori che fornisce 9 V (fig. 67).

Il potenziometro R_{43} a regolazione semifissa, inserito sul pannello posteriore, ha la funzione di variare la tensione di uscita e va quindi tarato a 9 V.
Il trasformatore di alimentazione (TR_1) ha due secondari a bassa tensione (6,3 V e 5,0 V) non connessi direttamente a massa e collegati fra di loro in serie. Il terminale positivo del ponte raddrizzatore è invece connesso a massa (quella effettiva).
Volendo utilizzare un trasformatore di facile reperibilità si può impiegare il « Geloso » n. 5560 avente il primario universale e i seguenti secondari: 250 + 250 V 65 mA, 5,0 V - 2 A e 6,4V - 1,6 A. Il leggero aumento della tensione (a frequenza rete) che alimenta i diodi 5A8 (D_1 e D_2) determina le seguenti modifiche: sostituzione dei diodi 5 A8 con i diodi 5A10 aventi 1000 V di tensione inversa e aumento di R_{39} da 479 Ω a 920 Ω, portandone la dissipazione a 2 W (figura 67).

5) *Circuiti accessori*

Volendo utilizzare l'elettrometro per portate superiori ai 20 volt, si può fare uso di una sonda esterna contenente un partitore di tensione 100: 1, avente un'impedenza costante di 100 MΩ, che permette di raggiungere il fondo scala di 2.000 V (figura 68). L'uso del partitore di tensione moltiplica quindi per 100 le portate voltmetriche, riducendo notevolmente l'impedenza d'ingresso dell'elettrometro che da 10.000 MΩ (per un fondo scala di 1 V) passa a 100 MΩ.
La precisione del partitore deve essere elevata per non introdurre un errore supplementare nella lettura delle tensioni. Per questo la tolleranza delle sue resistenze dovrebbe essere migliore migliore dell'1%.
Non essendo facilmente reperibile una resistenza da 100 MΩ avnte una tolleranza del 1%, si può adottarne una con tolleranza superiore (5-10%) e scegliere la resistenza da 1,1 MΩ, in modo da realizzare un partitore di tensione di esattamente 100 : 1 (figura 68).
La scelta della resistenza da 1,1 MΩ verrà fatta per tentativi fino a che il valore della tensione indicato dall'elettrometro non

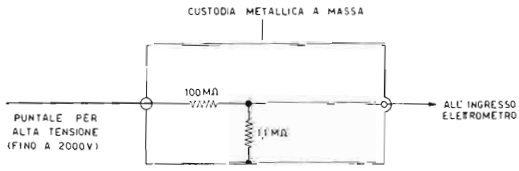


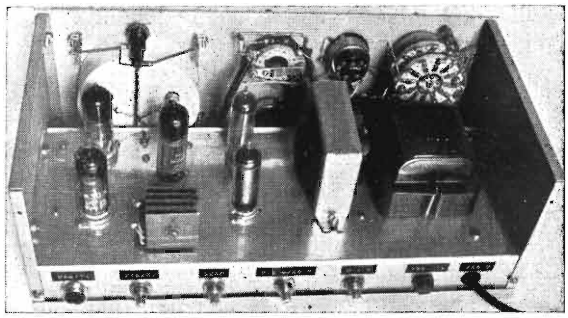
Figura 68

Sonda esterna per estendere la portata massima dell'elettrometro fino a 2000 V (c.c).

coincida perfettamente con quello di una tensiona nota (« campione ») applicata all'ingresso della sonda precedentemente inserita nell'ingresso dell'elettrometro stesso.
Ad esempio disponendo di una tensione di 100 V (misurati con uno strumento di sufficiente precisione: almeno 1%) la resistenza da 1,1 MΩ dovrà essere scelta in modo che l'elettrometro indichi esattamente 1 V. Per comodità sarà conveniente formare quest'ultima resistenza con una serie di due valori (1,0 MΩ e 0,1 MΩ). La taratura del partitore verrà quindi fatta scegliendo per tentativi la resistenza da 0,1 MΩ come già detto.

La realizzazione pratica

Il misuratore di R.O.S. elettrometro è stato costruito utilizzando una scatola autocostruita avente altezza 130 mm, larghezza 370 mm e profondità 150 mm. Il pannello superiore è stato realizzato con lamiera forata per il raffreddamento dei tubi.



Disposizione componenti sul telaio.

Sul pannello frontale (figura 69) oltre al microamperometro sono stati disposti i commutatori CT_1 e CT_2 (figura 69), il deviatore per l'inversione di polarità del microamperometro (CT_3 figura 66 B), il potenziometro di azzeramento fine R_9 il potenziometro regolatore di controreazione R_{36} che comanda anche l'interruttore rete e la presa coassiale da pannello (ingresso). Sul pannello posteriore sono stati sistemati il fusibile di protezione, il potenziometro di taratura per la tensione dei filamenti (R_{43} figura 67), il potenziometro di taratura per le scale voltmetriche 0,1 V f.s. e 0,2-20 V f.s. (rispettivamente R_{34} e R_{35}), il potenziometro per l'azzeramento grossolano (R_{33}) e la presa bipolare « uscita » per l'inserzione di uno strumento supplementare di controllo oppure di un registratore a carta.

I potenziometri R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{43}, una volta tarati devono essere bloccati per evitare che urti accidentali ne modifichino la posizione.

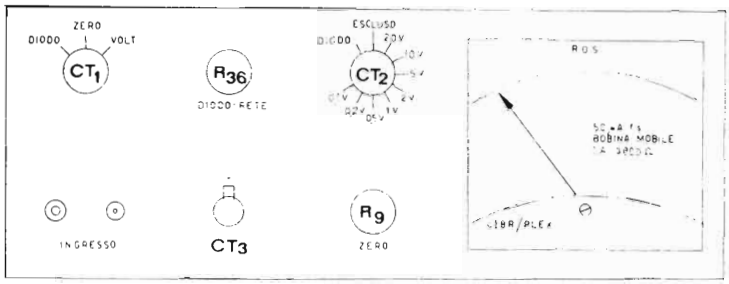


Figura 69

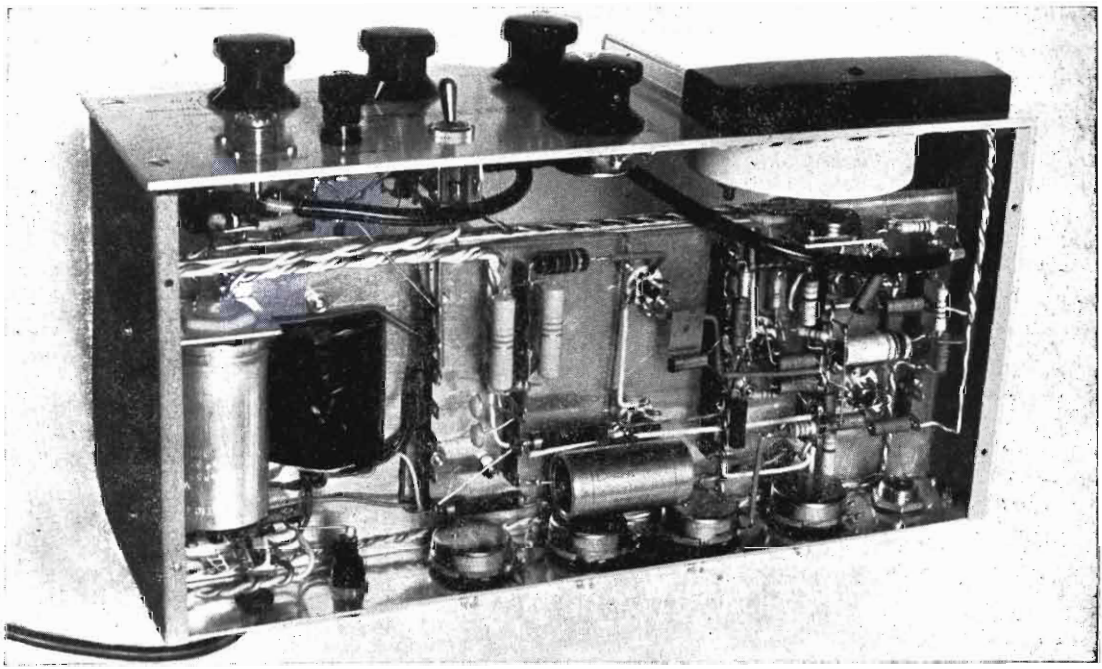
Disposizione dei potenziometri dei commutatori e degli altri componenti sul pannello frontale.

Per necessità di isolamento è necessario che il commutatore CT_1 sia di tipo ceramico della miglior qualità (alto isolamento anche dopo molto tempo di impiego) e la presa coassiale da pannello (ingresso) abbia l'isolamento in teflon. I condensatori elettrolicici impiegati nell'alimentatore devono essere sospesi rispetto a massa altrimenti il negativo dell'alimentatore stesso essendo portato al potenziale di massa non permettterà il funzionamento dell'alimentatore controreazionato.

La taratura, il collaudo, le modalità di impiego.

Dopo avere controllato che le varie tensioni e correnti corrispondano a quelle precedentemente indicate (vedi la descrizione « Il circuito amplificatore ») e che l'alimentatore stabilizzato a transistori per i filamenti funzioni regolarmente si può procedere alla taratura, nel modo che segue:

1) Azionare l'interruttore (CT_{4A} - CT_{4B}) rete mediante la manopola « diodo-rete » dopo avere predisposto CT_1 su « zero » e CT_2 su « escluso ».
2) Dopo 20 minuti dall'accensione ruotante R_{43} fino ad avere una tensione di uscita di 9 V (per i filamenti delle E80F collegati in serie - figura 67).
3) Commutando CT_2 su 20 V f.s. (elettrometro) dopo avere ruotato R_9 a circa metà corsa azionare R_{33} fino all'azzeramento del microamperometro.
4) Inserire in ingresso una tensione nota possibilmente di valore prossimo a 20 V. E' importante che questa tensione « campione » sia stata precedentemente controllata con uno strumento di precisione (almeno dell'1%). Ruotare R_{34} fino a leggere nel microamperometro un valore di tensione perfettamente uguale a quello « campione », previo controllo prima e dopo la taratura, dello zero elettrico, mediante R_9 (figura 66 B).



Disposizione dei componenti nella parte inferiore del telaio.

5) Ripetere la taratura come il punto 4) con CT_2 su 0,1 V azionando R_{35} con una tensione « campione » in ingresso di valore prossimo a 100 mV, controllando e correggendo periodicamente lo zero mediante R_9.

Eseguite le varie fasi della taratura (punti 1 - 5) il misuratore di R.O.S. elettrometro è pronto per essere impiegato. Va tenuto conto che nella posizione « diodo » (CT_1 e CT_2) l'amplificatore non ha bisogno di alcuna altra regolazione se non quella periodica dello zero elettrico (R_9) e quella di messa a fondo scala (R_{36}) quando la sonda rivelatrice della linea fessurata coassiale sia stata messa in corrispondenza a un massimo di tensione a radiofrequenza CD 6/65).
Come controllo, per avere la certezza che la corrente di assorbimento dell'elettrometro sia in effetti molto bassa, si può inserire tra l'ingresso e il circuito di prova una resistenza da $22 \div 47$ MΩ, con l'apparecchio predisposto come elettrometro (CT_2 sulla portata voltmetrica relativa alla tensione da misurare). La presenza della resistenza non deve produrre variazione, sul valore letto, di entità apprezzabile.
Lo strumento così tarato e controllato è pronto per effettuare le prime misure che potranno servire anche come collaudo definitivo. Per questo verrà predisposto per le misure elettrometriche di tensione commmutando CT_1 e CT_2 rispettiva-

mente su « volt » e sulla portata richiesta e per le misure di R.O.S. commutando CT_1 e CT_2 rispettivamente su « diodo » previo controllo dello zero (R_9).
Le precauzioni che bisogna seguire per non danneggiare l'equipaggio mobile del microamperometro sono le seguenti:

1) Prima di azionare l'interruttore rete assicurarsi che CT_1 e CT_9 siano rispettivamente su « zero » ed « escluso ».
2) Prima di effettuare qualsiasi misura lasciare acceso lo strumento per almeno 20 minuti.
3) Non commutare mai CT_1 su « volt » a circuito di ingresso aperto specialmente se CT_2 è stato commutato su « diodo » o su una portata voltmetrica a basso fondo scala.

E' sempre buona norma controllare prima e dopo ogni misura lo zero elettrico mediante R_9. Nel caso che la rotazione di R_9 non fosse sufficiente a determinare lo zero si può azionare R_{33}, posto come già detto sul pannello posteriore, avente regolazione semifissa.

Elenco dei principali componenti

— *Microamperometro* 50 μA f.s. con bobina mobile da 3800 Ω

— *Trasformatore di alimentazione*: primario 220 V (oppure universale), 1° secondario 235+235 V - 50 mA, 2° secondario 6,3 V - 1,5 A, 3° secondario 5,0 V - 1 A.

— *Diodi raddrizzatori al silicio*: 5A8.

— *Induttanza filtro*: 8 H - 70 mA.

— *Condensatori elettrolitici*: 32 μF + μF 500 VL e 2.000 μF 15 VL.

— *Raddrizzatore a ponte* al selenio 20 V c.a. - 1 A.

— *Diodo zener* con tensione nominale 4,7 V e dissipazione 1 W.

— *Transistori*: OC26 e OC74.

— *Tubi*: E80F - E80F - E80CC.

— *Stabilizzatori a gas*: 0B2 - 0B2.

— *Commutatori*: 2 vie 3 posizioni tipo ceramico; 2 vie 10 posizioni in steatite o altro materiale isolante.

— *Potenziometri di taratura* R_9 = 100 kΩ lineare, R_{33} - - R_{34} - R_{35} = 10 kΩ lineare e R_{43} = 100 Ω - Dissipazione 2 W.

— *Potenziometro « diodo-rete »* (R_{36}) 50 kΩ logaritmico con interruttore bipolare.

— *Commutatore bipolare* (CT_3-CT_4).

— *Presa bipolare da pannello* « uscita » tipo G.B.C. cat.

— *Presa coassiale da pannello* « ingresso » tipo UC100P/T - Corrispondente al tipo Amphenol SO-239A con isolante in teflon.

— *Portafusibile* con innesto ab aionetta.

2.3 - Voltmetri elettronici per tensioni alternate

I voltmetri ed i millivoltmetri elettronici per tensioni alternate permettono di misurare, in un campo di tensioni che può andare da 1 mV a 1000 V f.s., il valore efficace, il valore di picco ed il valore medio di onde alternate per frequenze comprese da pochi Hz a 1000 MHz.
Il loro campo di applicazione è molto vasto. Come esempi di applicazione citiamo i seguenti:

1) Misura del guadagno (in tensione o in potenza) di uno o più stadi amplificatori.
2) Misura della potenza di uscita di uno stadio di potenza in un amplificatore audio quando sia nota l'impedenza di uscita.
3) Misura della potenza a radio frequenza quando sia nota l'impedenza della linea da cui si preleva il segnale.
4) Misura della tensione di ronzio residuo (alimentatori stabilizzati e non, amplificatori audio, etc...).
5) Determinazione della curva di risposta di un amplificatore al variare della frequenza.
6) Controllo dell'uscita degli oscillatori.
7) Controllo e determinazione della profondità di modulazione nei trasmettitori a modulazione di ampiezza.

I voltmetri elettronici per tensioni alternate possono essere a risposta lineare oppure a risposta selettiva (voltmetri selettivi). Questi ultimi hanno la possibilità di venire « accordati » alla frequenza desiderata in quanto tutte le altre frequenze risultano fortemente attenuate. Si tratta perciò di « ricevitori » per bassa e media frequenza, in cui la selettività e la sensibilità possono essere portate rispettivamente fino all'ordine di poche decine di Hz (a 1000 Hz) e fino all'ordine di grandezza dei μV (f.s.), come nei ricevitori veri e propri.

Tutti i voltmetri elettronici per tensioni alternate possono essere divisi in due grandi categorie:

1) Voltmetri elettronici ad amplificazione diretta
2) Voltmetri elettronici a gruppo di rilevazione.

Nei voltmetri elettronici ad amplificazione diretta il segnale presente in ingresso viene inviato ad un amplificatore a larga banda in cui lo strumento indicatore, previa rettificazione, fa parte della rete di controerezione come indicato nello schema a blocchi di fig. 70.

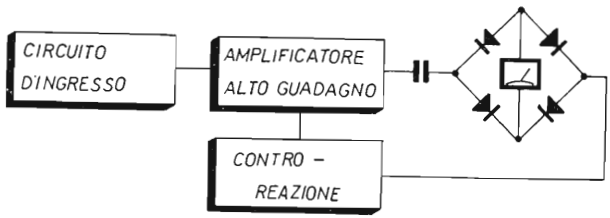


Figura 70

Schema a blocchi di un voltmetro elettronico per tensioni alternate ad amplificazione diretta (tensioni medie).

La tensione letta con questo tipo di voltmetro è quella media. Cioè usando questo circuito per onde sinusoidali essendo note le relazioni esistenti tra tensione di picco, tensione efficace e tensione media (9), il voltmetro stesso potrà essere tarato in una o più delle suindicate tensioni. Per altre forme d'onda invece, non essendo note queste relazioni, la taratura dovrà essere fatta obbligatoriamente in valori medi. Questo tipo di voltmetro elettronico ha le seguenti caratteristiche:

1) Grande sensibilità (che può arrivare fino ad 1mV f.s.) e linearità della scala del microamperometro indicatore anche alle portate più basse.
2) Campo di frequenza da 10 Hz a 5 MHz. Per casi particolari il campo di frequenza può essere esteso dalla corrente continua fino a 10 MHz.
3) Impedenze di ingresso alte (fino a 10 MΩ) costanti per tutte le portate.
4) Possibilità di variare la linearità della risposta in frequenza mediante l'impiego di reti di controreazioni selettive o a banda passante.

Con voltmetri elettronici selettivi si possono ottenere sensibilità fino a 1μV f.s. purché le frequenze « sintonizzate » non

(9) V (efficace) = 0,707 V (picco) e V (medio) = 0,636 V (picco) o anche V(picco) = 1,41 V(efficace) e V(efficace) = 1,11 V(medio).

siano coincidenti con quella della rete o dei suoi multipli.
Nei voltmetri elettronici a gruppo di rivelazione il segnale presente in ingresso viene subito raddrizzato e livellato al valore di picco quasi sempre nella stessa sonda usata per il prelievo del segnale. Segue un voltmetro; elettronico per tensioni continue del tipo già descritto precedentemente (1.1 e 2.2).
Il corrispondente circuito a blocchi è quello illustrato in figura 71. È evidente che la sensibilità, la linearità ed il campo di frequenza di lavoro dipenderanno strettamente dal tipo di diodo impiegato e dal circuito di rivelazione scelto.

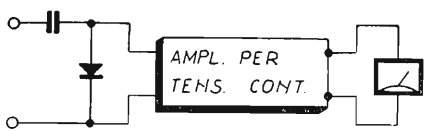


Figura 71

Schema a blocchi di un voltmetro elettronico per tensioni alternate a gruppo di rivelazione (tensioni di picco).

Le caratteristiche generali di questo secondo tipo di voltmetro sono le seguenti:

1) Massima sensibilità limitata, nella maggior parte dei casi, a 500 mV f.s. a causa della non linearità dei diodi per segnali di bassa tensione. L'impiego di un sistema di rivelazione a due diodi permette tuttavia di eliminare questa non linearità. Usando sonde così progettate si possono raggiungere sensibilità fino ad 1 mV f.s. (valore di picco).
2) Campo di frequenza estendibile dalla corrente continua fino a 1000 MHz (ed oltre).
3) Impedenze di ingresso alte (fino a 5-10 MΩ).
4) Errore massimo di lettura contenuto entro il ± 2%.
5) Le tensioni sono date in valori di picco.

La scelta di un circuito rispetto all'altro dipende da molti fattori. In particolare per tensioni e frequenze basse (inferiori a 5 MHz) quando si desideri conoscere la tensione media dell'onda alternata da esaminare è preferibile il tipo ad amplificazione diretta.
Per tensioni superiori ad 1 V (picco) e frequenze superiori a 5 MHz è consigliabile il voltmetro a gruppo di rivelazione. Se le frequenze sono particolarmente alte questo secondo tipo non ha alternativa.
Quando si desideri conoscere il valore efficace di un'onda alternata sia essa regolare (come quella sinusoidale, triangolare ed a dente di sega) che irregolare è necessario ricorrere ad un tipo particolare di voltmetro elettronico.

In quest'ultimo tipo di voltmetro il segnale presente in ingresso viene inviato ad un amplificatore a larga banda ad alta stabilità e quindi ad un elemento resistivo la cui temperatura è proporzionale al valore efficace della tensione alternata da misurare. Cioè la potenza dissipata in questo elemento sensibile produce un aumento di temperatura dello stesso che è tanto più grande quanto più ampia è la tensione alternata presente in ingresso. Segue un misuratore elettronico di temperatura costituito da una termocoppia e da un amplificatore ad alta stabilità per corrente continua. Per tener conto della temperatura ambiente la misura della temperatura è differenziale tra una termocoppia di riferimento e la termocoppia di misura. Ai capi delle due termocoppie (figura 72) è presente una tensione in mV (tensione continua) che è direttamente proporzionale al valore afficace della tensione da misurare.

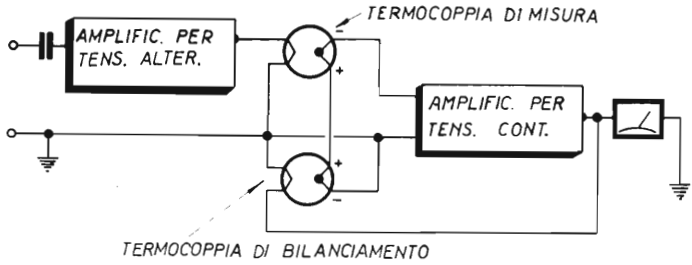


Figura 72

Schema a blocchi di un voltmetro elettronico a termocoppie per tensioni alternate (tensioni efficaci).

Con un simile voltmetro elettronico a termocoppia che è altamente professionale si possono misurare tensioni efficaci da 1 mV f.s. a 300 V f.s. con un campo di frequenza esteso da 10 Hz a 10 MHz e con un'impedenza di ingresso di 10 MΩ costante per tutte le portate voltmetriche.
In figura 72 è indicato lo schema a blocchi di un simile voltmetro elettronico.
Un tipico circuito adottato per un voltmetro elettronico per tensioni alternate (del tipo ad amplificazione diretta) a tubi termoionici è mostrato in figura 73.
Si tratta di un voltmetro avente le seguenti caratteristiche fondamentali:

1) impedenza di ingresso di 10 MΩ con in parallelo una capacità di 12 pF costante per tutte le portate voltmetriche.
2) campo di misura da 10 mV f.s. a 300 V f.s. (valori efficaci.
3) campo di frequenza da 10 Hz a 1 MHz entro ± 1 dB.
4) errore massimo di lettura di ± 2% (sul fondo scala).

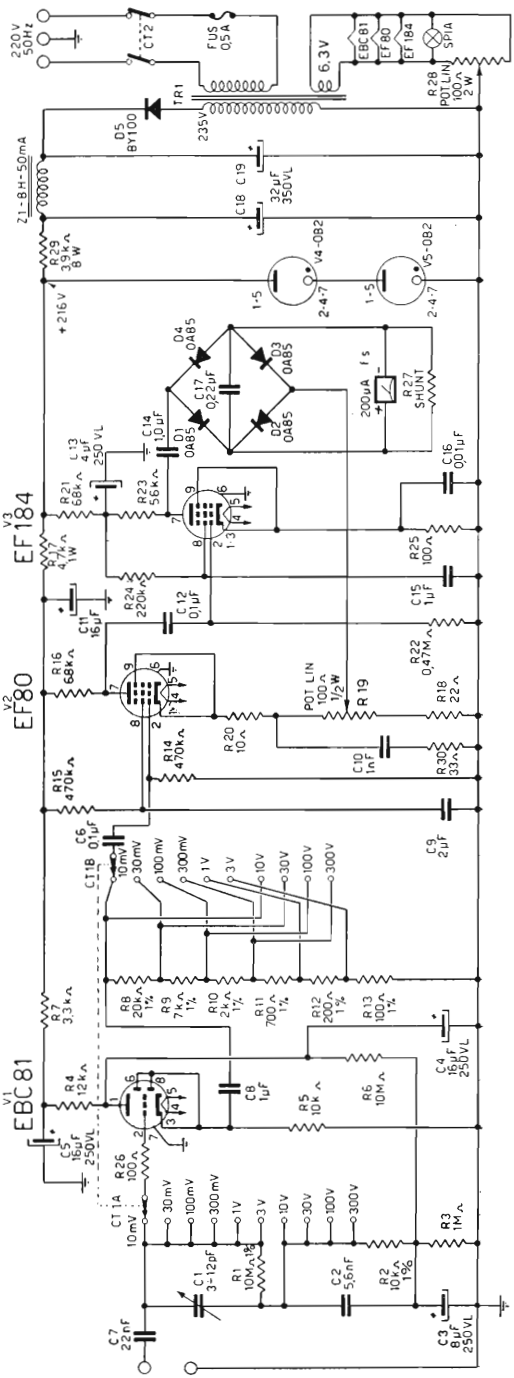


Figura 73

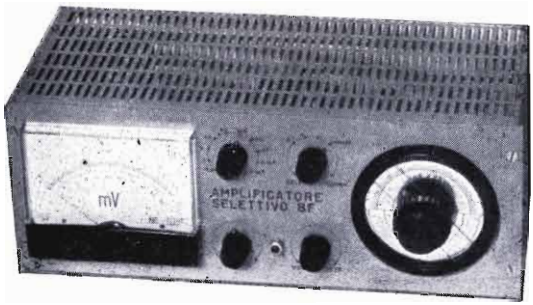
Schema elettrico del voltmetro elettronico a tubi termoionici per tensioni alternate (valore medio). Per onde sinusoidali le tensioni lette possono essere tarate in valori efficaci. Tutte le resistenze sono da ½ W col 5 % di tolleranza salvo altrimenti indicato. Per la resistenza di shunt vedi il testo.

Il circuito di questo voltmetro è costituito da uno stadio trasduttore di impedenza (V_1) che permette di avere in ingresso impedenze molto alte (10 MΩ) ed uno stadio amplificatore fortemente controreazionato (V_2) e (V_3) in cui lo strumento indicatore fa parte della catena di controreazione.
Il livello della controreazione può essere spinto fino a 22 dB (regolando R_{19}) ed è tale da assicurare una adeguata stabilità e precisione di lettura.
Lo strumento impiegato è da 200 μA f.s. e viene ulteriormente shuntato in modo da avere un fondo scala di 300 μA ([10]) (R_{27}). Questo linearizza in particolar modo la lettura sulla scala dello strumento indicatore facendo aumentare la precisione della lettura stessa.
Il compensatore C_1 ha la funzione di compensare la diminuzione di risposta che si ha alle alte frequenze e viene regolato per la miglior risposta possibile nel campo superiore di frequenza (500 kHz - 1 MHz). Questa pretaratura può essere effettuata con l'aiuto di un generatore di onde sinusuidali che giunga fino ad 1 MHz.
Le resistenze R_1, R_2, R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12} ed R_{13} devono essere ad alta stabilità e con una tolleranza dell'1%.
La taratura di questo voltmetro viene effettuata regolando dapprima R_{28} per il minimo ronzio residuo (e cioè per la minor deflessione dello strumento indicatore in assensa di segnale in ingresso con una portata di 10 mV f.s.) e poi regolando il potenziometro R_{19} (che ha la funzione di calibratore) in modo da fare coincidere la tensione letta con quella mandata in ingresso (che deve essere nota con una precisione di almeno il ± 1%). Questa seconda taratura può essere effettuata su qualunque portata voltmetrica.
L'alimentazione anodica è stata stabilizzata (+ 216 V) utilizzando i due tubi a gas 0B2 (V_4 e V_5) per compensare le eventuali variazioni della tensione di rete.
Il trasformatore (TR_1) ha il primario a 220V, il secondario ad alta tensione da 235V - 50 mA ed il secondario per i filamenti a 6,3 V - 1 A. L'alimentazione viene fatta raddrizzando una sola semionda mediante D_5 con filtraggio del ronzio a 50 Hz ad induttanza capacità (Z_1, C_{18} e C_{19}).

([10]) La resistenza di shunt deve essere: $R_{shunt} = 2 \cdot R_i$ in cui R_i è la resistenza interna del microamperometro da 200 μA f.s. impiegato.

2.4 - Voltmetro elettronico selettivo da 370 Hz a 21.200 Hz a tubi termoionici ([11])

Un voltmetro elettronico selettivo ha la caratteristica di essere dotato di un amplificatore a banda molto stretta « sintonizzabile » sul segnale da misurare (come già accennato nella parte 2.3).
Si tratta in sintesi di un « ricevitore » per bassa frequenza sintonizzabile da 370 Hz a 21.200 Hz in 4 gamme.
Questo strumento di misura costituisce uno strumento accessorio per la linea coassiale fessurata che verrà descritta più avanti ([12]), quando il segnale di alimentazione alla linea stessa sia modulato in ampiezza. L'uso di un voltmetro selettivo in un caso del genere permette di eliminare segnali estranei eventualmente presenti (come ronzìo a 50 Hz o rumore dovuto a microfonicità) in quanto il voltmetro stesso amplifica solo il segnale di modulazione sulla cui frequenza viene sintonizzato.



Vista pannello frontale amplificatore BF.

Un voltmetro elettronico selettivo, in cui sia prelevabile il segnale da misurare anche per un eventuale ascolto, può trovare applicazione in alcuni campi tra i quali:

1) Amplificazione selettiva per usi generici nella gamma da 370 Hz a 21.700 Hz. Il millivoltmetro può essere impiegato come amplificatore selettivo mediante un'uscita a bassa impedenza per essere inviato ad apparecchiature di controllo come oscilloscopi e registratori.
2) Misura della frequenza da 370 Hz a 21.700 Hz.
3) Rivelazione del punto di zero nei ponti R.C.L. per aumentarne la sensibilità e la precisione in sostituzione dei normali strumenti indicatori di zero (tubi a raggi catodici, cuffie etc.).
4) Amplificazione selettiva dei segnali telegrafici dopo il battimento con l'oscillatore di nota nei ricevitori per CW. Usando questo tipo particolare di amplificatore è possibile migliorare l'eliminazione dei segnali interferenti anche se hanno una frequenza diversa da quella ascoltata di qualche centinaio di cicli.

([11]) CD 4/66 pag. 215-223.
([12]) CD 4/65 pag. 241-243 e CD 6/65 pag. 331-344.

Il voltmetro selettivo è stato inoltre progettato per funzionare anche come voltmetro lineare (mediante semplice commutazione) allo scopo di completarne la versatilità.

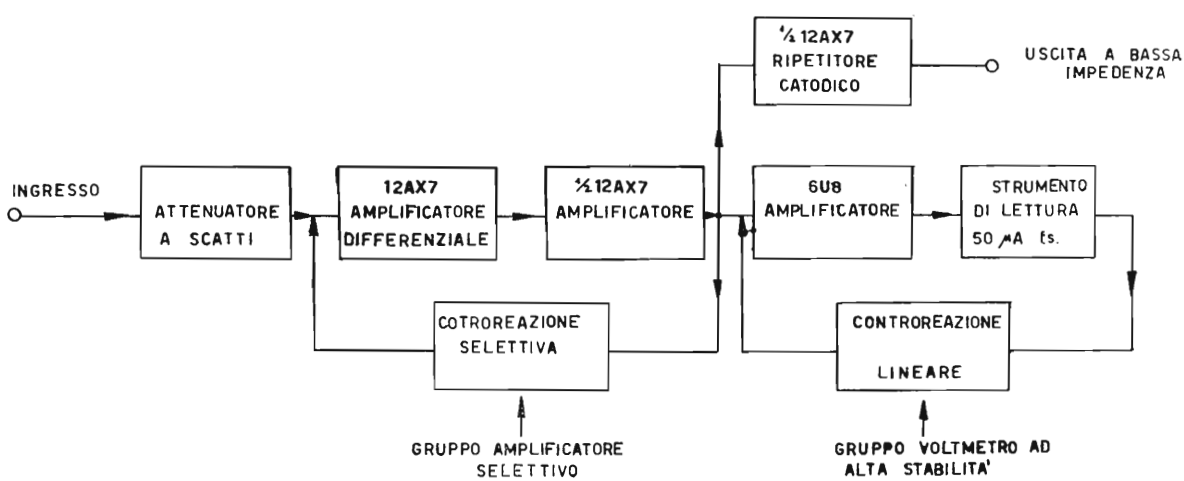
Caratteristiche e prestazioni

Il voltmetro selettivo è stato messo a punto con le caratteristiche di precisione e di stabilità di uno strumento professionale.
Le sue caratteristiche principali, quando venga predisposto come voltmetro selettivo sono le seguenti:

— Impedenza di ingresso di 600 kΩ per tutte le portate con filtro a resistenza-capacità per l'arresto della radiofrequenza (necessario quando lo strumento venga inserito all'uscita della sonda della linea coassiale fessurata).
— Portate a fondo scala: 0,25 mV - 0,5 mV - 2,5 mV - 5,0 mV - 25 mV - 50 mV - 250 mV - 500 mV - 2,5 V - 5 V commutate mediante un unico partitore di tensione posto all'ingresso dell'amplificatore. Per portate superiori viene inserito un partitore esterno con rapporto di attenuazione fisso di 1/1000 in modo da raggiungere il f.s. di 5.000 V.
— Massimo rumore ≤ 1,5 μV.
— Controreazione introdotta nell'amplificatore selettivo: 46 dB (corrispondente a 200 volte).
— Larghezza di banda passante a 6 dB di attenuazione: 40 cicli per un segnale avente frequenza di 1000 Hz (figura 77).
— Attenuazione per una frequenza doppia (oppure di metà valore) di quella di sintonia: 36,5 dB (figura 77).

Figura 74

Schema a blocchi del circuito del voltmetro selettivo per corrente alternata.



— Gamma di sintonia: continua da 370 Hz. a 21.700 Hz suddivisa nelle seguenti 4 sottogamme:

A) da 21.700 Hz a 7.000 Hz
B) da 7.600 Hz a 2.200 Hz
C) da 2.200 Hz a 700 Hz
D) da 1.250 Hz a 370 Hz

— Regolazione del fondo scala mediante variazione della sensibilità (manopola « diodo ») prevista per la taratura da effettuarsi in corrispondenza a un massimo di tensione della radiofrequenza nella linea coassiale fessurata (vedi C.D. n. 6-65 pagg. 339 e 340).

Predisponendo lo strumento come voltmetro lineare e cioè portando nella 5ª posizione il commutatore di gamma (figura 80) le sue caratteristiche sono le seguenti:

— impedenza di ingresso di 600 kΩ per tutte le portate con filtro a resistenza capacità per l'arresto della radiofrequenza.
— portate a fondo scala: 50 mV - 100 mV - 500 mV - 1 V, 5 V - 10 V - 50 V - 100 V - 500 V - 1000 V.
— risposta: lineare 1 dB tra 10 Hz e 50.000 Hz.

La tensione prelevabile dal ripetitore catodico posto all'uscita dell'amplificatore selettivo è regolabile con continuità da 0 a 200 mV efficaci mediante un comando posto sul pannello frontale (figura 80). Questo ripetitore catodico rimane inserito sia nel funzionamento selettivo che in quello lineare.
Il microamperometro indicatore è uno strumento da 50 μA f.s. con bobina mobile da 3.800 Ω avente due scale di cui quella superiore già tarata in R.O.S. (vedi C.D. 6-65 e 10-65 rispettivamente a pag. 339 e a pag. 616) e quella inferiore graduata linearmente da 0 a 100.

Il circuito

Il circuito è costituito da un amplificatore selettivo seguito da un voltmetro entrambi fortemente controreazionati (vedi lo schema a blocchi di figura 74) che utilizzano rispettivamente due 12AX7 e una 6U8.
Nel circuito di ingresso sono inseriti un partitore di tensione e un filtro a resistenza capacità avente lo scopo suindicato di arrestare la radiofrequenza non perfettamente filtrata proveniente dalla sonda della linea fessurata coassiale, quando lo strumento venga impiegato come misuratore di R.O.S.
Il circuito dell'amplificatore selettivo è costituito da un amplificatore differenziale ad accoppiamento diretto seguito da un secondo amplificatore a resistenza/capacità. La selettività di questo amplificatore è affidata a una rete di controreazione che verrà descritta più avanti.

Il circuito del voltmetro è costituito da un amplificatore a resistenza/capacità (6U8) fortemente controreazionato in modo lineare per avere una stabilità molto alta. Dato inoltre che il microamperometro indicatore fa parte integrante della controreazione stessa la scala delle tensioni è lineare in ogni suo punto entro l'1%.
Allo scopo di chiarire il comportamento del voltmetro elettronico selettivo le singole parti del circuito verranno descritte separatamente nel seguente ordine:

1) Il circuito di ingresso
2) L'amplificatore selettivo
3) Il voltmetro elettronico
4) L'alimentatore stabilizzato.

Completa il circuito (vedi fig. 74) un ripetitore catodico (1/2 12AX7) la cui funzione è quella di rendere disponibile con un'uscita a bassa impedenza il segnale amplificato dallo amplificatore selettivo.

1) Il circuito di ingresso

(Il circuito di ingresso è costituito da un partitore di tensione (CT_1 - figura 76) avente lo scopo di attenuare il segnale inviato all'ingresso fino a un massimo di 20.000 volte e da un filtro a resistenza-capacità (C_5 - R_{58}) avente la funzione di arrestare la radiofrequenza non completamente filtrata che proviene dalla sonda della linea coassiale fessurata quando il millivoltmetro selettivo venga impiegato come misuratore di Rapporto Onde Stazionarie vedi CD n. 10-65 pag. 630).
Il partitore di tensione è stato calcolato per avere una resistenza di ingresso di 600 kΩ (somma delle singole resistenze che lo costituiscono) che rappresenta un valore sufficientemente alto per le misure effettuabili con questo strumento. Non è consigliabile spingere oltre il valore della impedenza di ingresso per non aumentare il livello del rumore di fondo sulla griglia del primo tubo preamplificatore.
I valori di tensione indicati tra parentesi ai capi delle resistenze del partitore di tensione (figura 76) indicano le portate a fondo scala tenendo conto di quanto segue:

— se lo strumento viene impiegato come millivoltmetro selettivo le portate a fondo scala sono date da quelle suindicate divise per due;
— se lo strumento viene impiegato come millivoltmetro lineare le portate a fondo scala sono date da quelle suindicate, scritte cioè sul partitore, moltiplicate per 100.

Le resistenze del partitore è bene che siano ad alta stabilità e di tolleranza uguale o migliore dell'1%.

2) L'amplificatore selettivo

L'amplificatore selettivo è costituito da un amplificatore differenziale ad accoppiamento diretto (12AX7) e da un amplificatore a resistenza/capacità (1/2 12AX7) controreazionati da una rete selettiva che determina un'attenuazione di 200 volte del segnale d'ingresso per tutte le frequenze che non siano la sua propria di risonanza.
Il segnale viene applicato alla griglia di V_1 (figura 76) ed è presente nel circuito di placca della stessa sezione amplificato di circa 30 volte. Da questa placca viene successivamente mandato alla griglia di V_3 tramite un condensatore da 22.000 pF. V_3 provvede ad una ulteriore amplificazione di circa 15 volte: sul circuito della sua placca si avrà un segnale amplificato di 450 volte rispetto al segnale mandato in ingresso.
Una parte di questo segnale così amplificato viene prelevato potenziometricamente da R_{37} (figura 76) e inviato attraverso la rete RC alla griglia di V_2 dove incontra in opposizione di fase il segnale proveniente dall'ingresso determinando la controreazione. Il livello della controreazione sarà poi dosato da R_{37}.
La funzione dell'amplificatore differenziale è soprattutto quella di avere due ingressi bilanciati (le due griglie): uno per ricevere il segnale proveniente dall'ingresso, l'altro per iniettare il segnale proveniente dalla rete di controreazione.
Le griglie dell'amplificatore differenziale e quella di V_3 sono autopolarizzate rispettivamente con una resistenza di griglia da 10 MΩ e da 6,8 MΩ.
I catodi della prima 12AX7 (amplificatrice differenziale) sono inoltre polarizzati a + 0,9 V. Questo sistema di polarizzazione di griglia si è rivelato il più adatto per il funzionamento stabile dell'amplificatore differenziale stesso.
La rete RC (figura 76) è stata studiata in modo da essere selettiva e accordabile a una frequenza propria di risonanza mediante rotazione contemporanea dei condensatori variabili C_{22}, C_{23}, C_{24} e C_{27}.
Uno schema di principio di funzionamento di questa rete di controreazione è mostrato dalla figura 75.

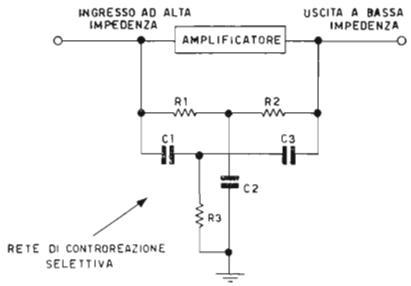


Figura 75

Circuito di principio della controreazione selettiva.

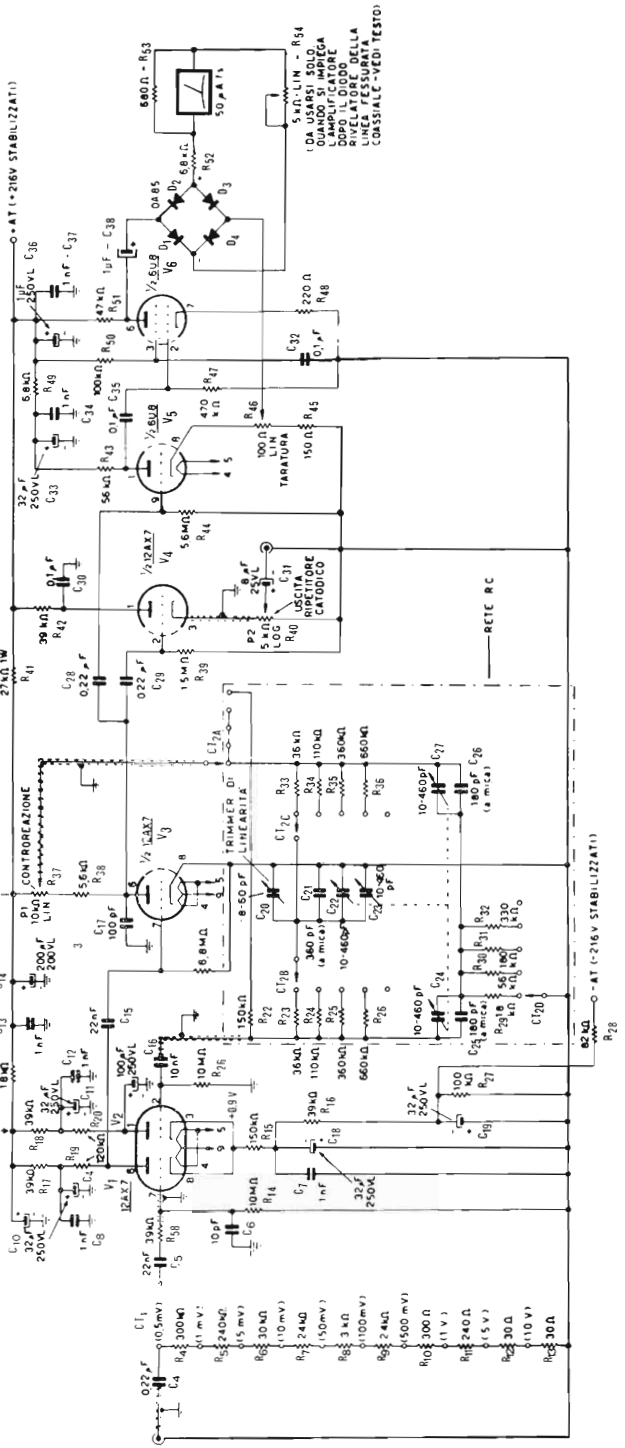


Figura 76

Schema elettrico dell'amplificatore selettivo e del voltmetro (formato rispettivamente dalle 12AX7 e dalla 6U8). Le commutazioni CT_{2A}, CT_{2B}, CT_{2C} e CT_{2D} vengono azionate contemporaneamente dallo stesso comando. Le resistenze hanno una dissipazione di ½ W e una tolleranza del 5 % salvo indicazione contraria.

Riferendoci a questa figura abbiamo che nel caso in cui gli elementi della rete, detta a doppio T, a causa della sua configurazione, soddisfino alla seguente eguaglianza: $R_1 = R_2 = 2\ R_3$ e $C_1 = C_3 = 1/2\ C_2$ la rete avrà una frequenza di risonanza data da:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_1}$$

Questa formula permette il calcolo della frequenza di risonanza in Hz se C_1 è espresso in farad e R_1 in ohm.
La controreazione introdotta dalla rete RC ha un valore quasi nullo per una frequenza uguale a quella propria di risonanza. Man mano che ci si allontana da questa frequenza il valore della controreazione aumenta rapidamente fino a un massimo di 200 volte, che viene regolato da R_{37} (figura 76).
Variando contemporaneamente sia il valore delle capacità che quello delle resistenze la frequenza di risonanza della rete RC potrà venire spostata a piacimento entro il campo di risposta lineare dell'amplificatore.
Nel nostro caso si è preferito variare la capacità dei condensatori e commutare i valori fissi delle resistenze, soprattutto a causa della difficile reperibilità e dell'alto costo di un potenziometro triplo a comando unico. Come già detto la gamma coperta va da 370 Hz a 21.700 Hz.
Per assicurare una sensibilità uguale in ogni punto della gamma è necessario che C_1 (figura 75) della rete RC non diventi inferiore a 200 pF, altrimenti le capacità parassite distribuite nel circuito finirebbero con l'avere un valore non più trascurabile rispetto alle capacità della rete di controreazione determinando una notevole diminuzione di sensibilità.
Per questo motivo in parallelo al condensatore variabile doppio C_1+C_2 (figura 76) ([13]) è stato messo un compensatore da 8-60 pF avente la funzione di linearizzare la sensibilità dell'amplificatore selettivo in ogni punto della gamma.
La trasformazione del millivoltmetro da selettivo a lineare viene fatta semplicemente commutando nella controreazione al posto della rete RC una semplice resistenza (150 kΩ - R_{22} - figura 76).
La controreazione massima ottenibile dal circuito qui illustrato non può essere spinta oltre i 46 dB (200 volte) perché

([13]) Dato che C_2 (figura 75) deve essere di capacità doppia rispetto a quella di C_1 e C_3 (figura 75), C_2 è stato formato mettendo in parallelo le due sezioni di un condensatore variabile doppio (il condensatore C_2 della figura 75 corrisponde al condensatore $C_{22}+C_{23}$ della figura 76).

oltre interverrebbe una rotazione di fase di 90° tale da produrre un cambiamento di segno alla reazione stessa, con innesco a valori alti di frequenza.
La controreazione di 46 dB è comunque tale da permettere ottime prestazioni all'amplificatore selettivo assicurando una larghezza di banda di soli 40 Hz a 6 dB di attenuazione per un segnale di 1000 Hz (figura 77).

È necessario tenere presente quanto segue:
— le resistenze della rete RC (figura 76) devono essere ad alta stabilità con le stesse caratteristiche di quelle usate per il partitore di tensione;
— le capacità dei gruppi di disaccoppiamento nell'alimentazione anodica e catodica non possono essere portate al di sotto dei valori indicati nello schema di figura 76 perché altrimenti si potrebbe produrre un innesco di bassissima frequenza (motor boating). Volendo diminuire la frequenza di risonanza della rete RC al di sotto di 370 Hz, si devono aumentare le capacità in parallelo ai condensatori variabili tenendo conto della formula suindicata e considerando che non si può scendere al di sotto dei 10 Hz in quanto la risposta dell'amplificatore non è più lineare. Naturalmente la gamma coperta dalla rotazione dei

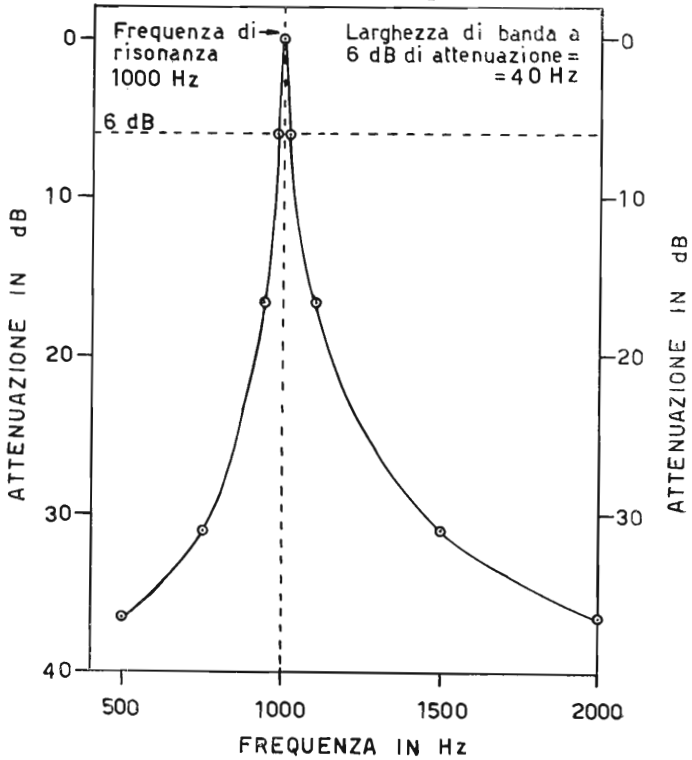


Figura 77

Curva di risposta dell'amplificatore selettivo « sintonizzato » a 1000 Hz.

condensatori variabili diventerà sempre più ristretta man mano che ci si allontana da 370 Hz. Non è possibile d'altra parte aumentare il valore delle resistenze della rete RC oltre i valori massimi impiegati (figura 76) senza diminuire la sensibilità e la linearità d'amplificatore selettivo.

Dopo l'amplificazione selettiva il segnale presente sulla placca di V_3 viene inviato sia a un ripetitore catodico (V_4) che al voltmetro vero e proprio formato dalla 6U8 (V_5 e V_6).

3) Il voltmetro elettronico

Come indicato dallo schema a blocchi della figura 74, il segnale applicato in ingresso, dopo l'amplificazione selettiva viene inviato al voltmetro elettronico formato dalla 6U8 e dal microamperometro indicatore da 50 μA f.s. Questo voltmetro elettronico è caratterizzato, data la sua forte controreazione, da una grande stabilità e da una risposta lineare su tutta la scala del microamperometro da 10 Hz a 200.000 Hz entro 1 dB. La sua sensibilità può essere variata da 90 a 160 mV f.s. (valori efficaci) regolando il potenziometro R_{46} (figura 76) che dosa il livello della controreazione (da 30 a 36 dB) e che permette quindi la taratura del voltmetro selettivo come verrà descritto più avanti.
L'amplificatore del voltmetro è di tipo classico a resistenza-capacità con le due sezioni della 6U8 montate in cascata. La rete di controreazione preleva il segnale dalla placca della sezione pentodo (V_6) per iniettarlo nel catodo della sezione triodo (V_5) tramite il potenziometro R_{46} (figura 76).
Fanno parte della rete di controreazione il ponte rivelatore formato dai quattro diodi 0A85, il microamperometro indicatore da 50 μA f.s., la resistenza fissa da 6,8 kΩ avente la funzione di linearizzare la risposta del voltmetro su tutta la scala del microamperometro, la resistenza di shunt da 680 Ω (R_{53}) e il potenziometro da 5 kΩ (R_{54}) che viene usato solamente per la misura del Rapporto Onde Stazionarie nella taratura a fondo scala (CD n. 6-65 pagine 339 e 340). Quando il voltmetro selettivo viene impiegato per uso generico questo potenziometro, che corrisponde sul pannello frontale alla manopola « diodo », deve essere escluso. Ciò viene fatto regolando il potenziometro stesso a fine corsa in modo da escludere la propria resistenza.
Il microamperometro da 50 μA può venire sostituito con qualunque altro microamperometro avente fondo scala compreso tra 50 μA e 300 μA. Infatti la resistenza di shunt da 680 Ω è stata calcolata per una corrente di 330 μA. Per questo basterà cambiare la resistenza di shunt in modo che la corrente

di assorbimento sia di 330 μA. A titolo di esempio riporto alcuni valori della resistenza di shunt da usare con microamperometro diversi da quello qui impiegato.

microamperometro	shunt (in Ω)	
da 300 μA f.s.	può essere omesso	
da 200 μA f.s.	1.500 (14)	750 (15)
da 100 μA f.s.	820 (14)	430 (15)
da 50 μA f.s.	680 (14)	330 (15)

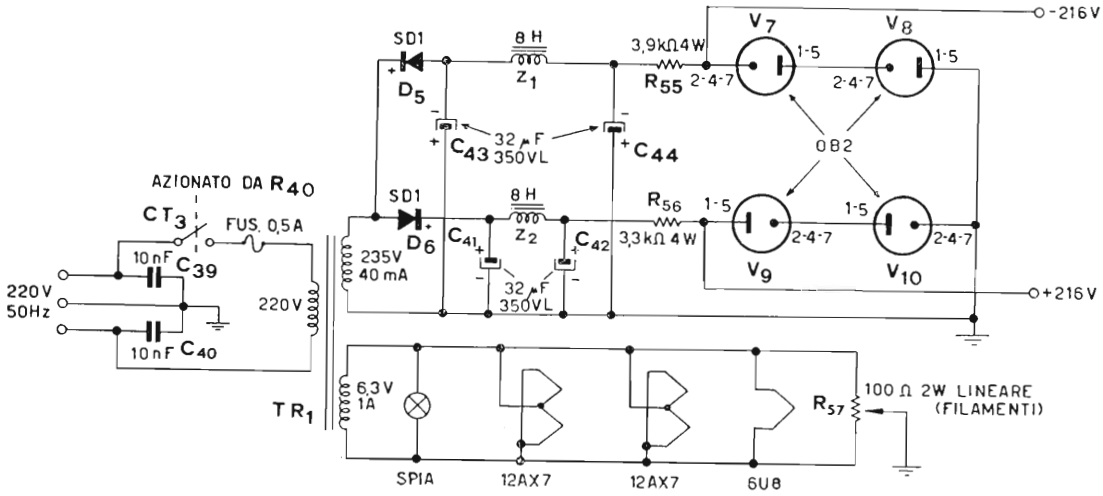


Figura 78

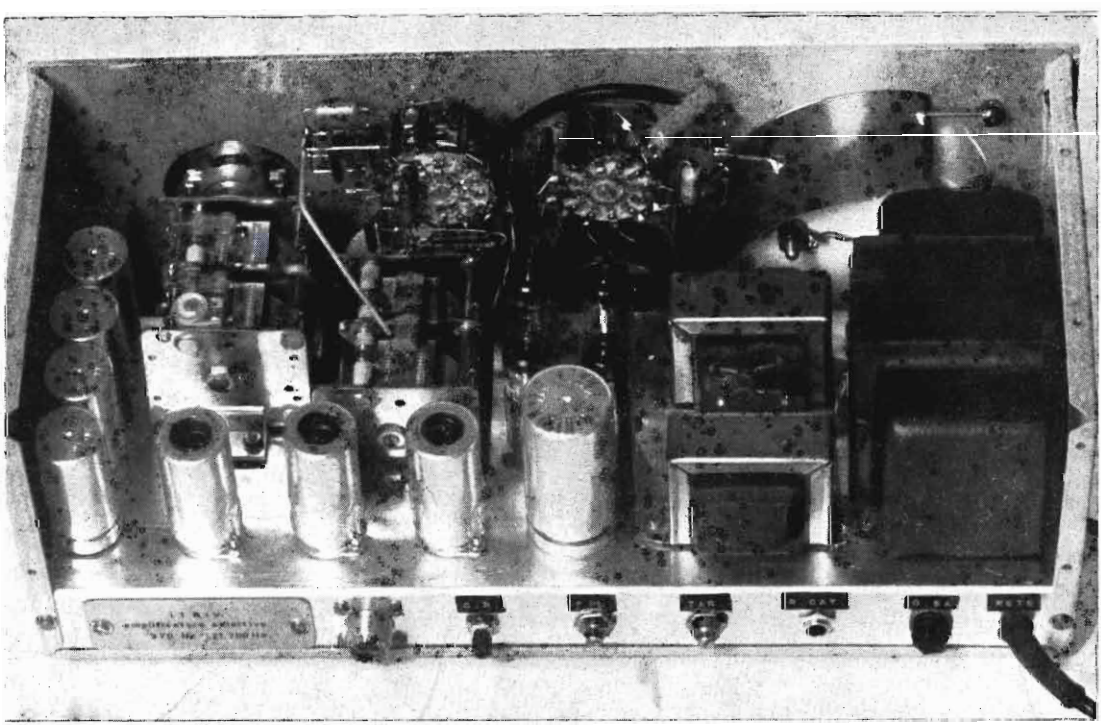
Schema del circuito di alimentazione.

4) *L'alimentatore stabilizzato*

Il circuito dell'alimentatore è schematizzato in figura 78. Si tratta di un classico circuito con raddrizzatore a semionda formato da diodi al silicio da 800 V di massima tensione inversa collegati in modo da fornire sia una tensione positiva (anodica) che una tensione negativa (catodica) di eguale valore. Seguono due filtri a pi greco e due tubi stabilizzatori di tensione (0B2) messi in serie, per entrambe le tensioni, al fine di avere + 216 V e —216 V. Il consumo del millivoltmetro selettivo è di circa 10 mA per la tensione anodica e di circa 2 mA per quella catodica.
L'alimentazione stabilizzata, pur non essendo del tutto indispensabile, risulta conveniente in quanto una variazione delle tensioni di alimentazione alla prima 12AX7 amplifica-

(14) per strumenti da 200 mV f.s.
(15) per strumenti da 100 mV f.s.

trice (ad accoppiamento diretto), produce uno spostamento della tensione dei catodi e quindi una conseguente variazione del guadagno della 12AX7. Bisogna tuttavia riconoscere che, qualora non sia previsto il circuito di stabilizzazione, anche per variazioni del 10% delle tensioni anodiche e catodiche dovute a una corrispondente variazione della tensione di rete il guadagno di questo stadio rimane quasi inalterato.
Il circuito per l'alimentazione dei filamenti (figura 78) viene messo a massa attraverso il potenziometro (R_{57}) (figura 78) che viene regolato per il minimo ronzio (azzeramento del microamperometro indicatore)



Vista posteriore
dell'amplificatore selettivo BF.

La costruzione meccanica

Il millivoltmetro elettronico selettivo è stato costruito utilizzando una scatola autocostruita avente altezza 135 mm, larghezza 370 mm e profondità 160 mm. Il pannello superiore di chiusura è stato realizzato con lamiera forata per il raffreddamento dei tubi.

Sul pannello frontale (figura 79) sono stati disposti il microamperometro da 50 μA f.s. con bobina mobile da 3.800 Ω l'attenuatore di ingresso, il selettore di gamma, il volume di uscita (potenziometro R_{40} di figura 76) che comanda anche l'interruttore della rete, la taratura « diodo » (potenziometro R_{77} di figura 76) e la sintonia.

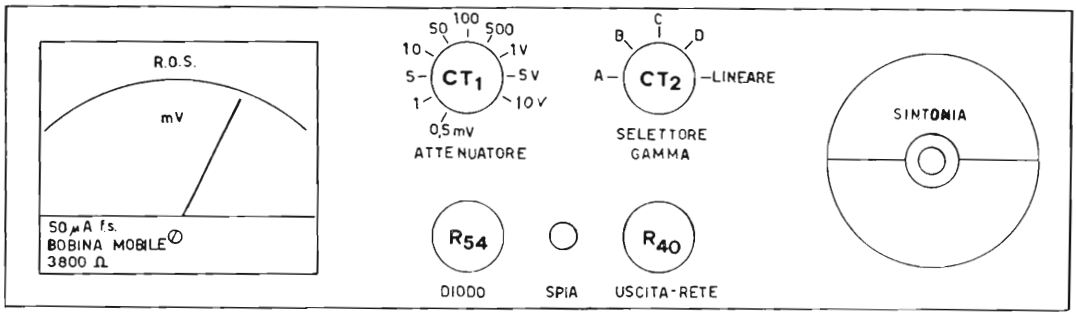
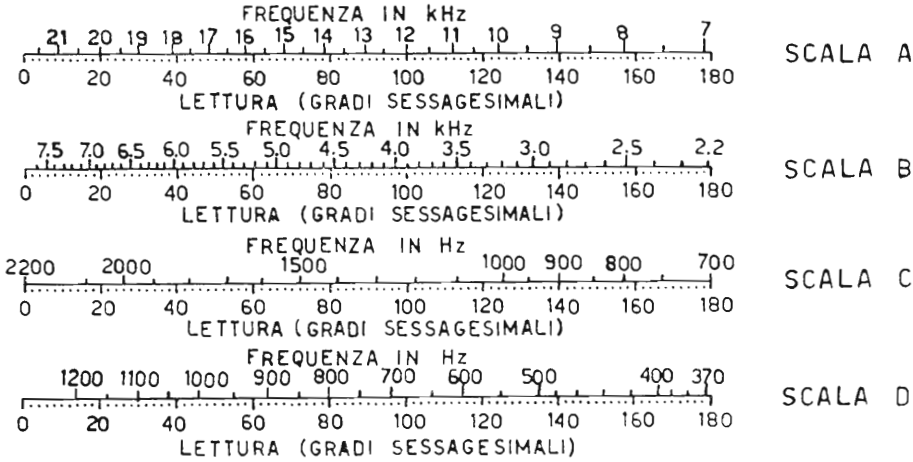


Figura 79

Disposizione dei vari componenti sul pannello frontale.

Il comando di sintonia agisce previa demoltiplica meccanica, incorporata nella manopola stessa, sui condensatori variabili C_{22}, C_{23}, C_{24} e C_{27} (figura 76). La scala circolare è graduata da 0° a 180° e permette, dopo l'allineamento meccanico dell'indice (a 180° i condensatori variabili devono essere tutti completamente chiusi), la lettura della frequenza di sintonia con l'aiuto dei diagrammi di figura 80. Il comando simultaneo dei condensatori variabili suindicati avviene come segue:

Figura 80
Scale di taratura delle 4 gamme.



— il comando di sintonia agisce direttamente sul C_{22} e C_{23} che fanno parte di un unico condensatore doppio le cui sezioni sono state collegate in parallelo. Il lato « freddo » di questo condensatore è collegato a massa e ancorato al telaio mediante supporti elastici;
— sull'albero del condensatore doppio $C_{22}+C_{23}$ viene inserita una puleggia che trascina mediante un sistema di funicelle e molle una seconda puleggia di eguale diametro assemblata sull'albero di un secondo condensatore doppio le cui sezioni sono C_{24} e C_{27} (figura 76);
— il lato « freddo » del condensatore $C_{24}+C_{27}$ viene sospeso rispetto alla massa e ancorato al telaio metallico mediante supporti elastici.
— i due condensatori doppi suindicati vengono poi meccanicamente allineati agendo sulle viti di fissaggio delle pulegge.

Sul pannello posteriore sono stati disposti il fusibile, il potenziometro della controreazione (R_{37}; figura 76), il potenziometro di taratura del voltmetro (R_{46}; figura 76), il potenziometro dell'attenuazione del ronzìo (R_{57}; figura 78), il connettore coassiale d'ingresso, e l'uscita del ripetitore catodico. In fase di messa a punto finale si è rivelata la necessità di inserire uno schermo di rame tra il partitore di tensione e il microamperometro come mostrato dalle fotografie, per eliminare alcuni accoppiamenti parassiti che determinavano un innesco ad alta frequenza.

La taratura e il collaudo

La taratura del millivoltmetro selettivo viene fatta con l'aiuto di un generatore di bassa frequenza e di un voltmetro elettronico sostenibile anche con un analizzatore da 20.000 Ω/V.

1) Accendere lo strumento agendo sulla manopola « uscita-rete » (R_{40}).

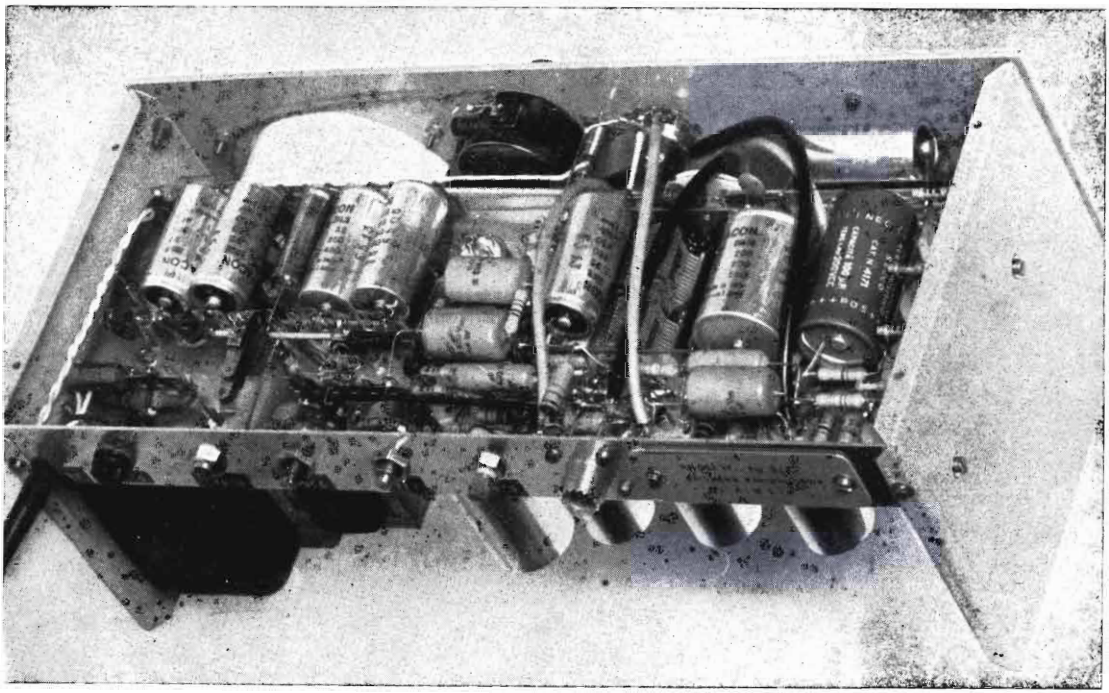
2) Trascorsi 10 minuti dall'accensione azzerare il microamperometro mediante R_{57} (figura 78) che è assemblato sul pannello posteriore dopo avere cortocircuitato l'ingresso.

3) Tolto il cortocircuito inviare in ingresso un segnale a 400 Hz avente una tensione efficace di 1 V predisponendo l'attenuatore CT_1 (figura 76) su 5 V, il selettore di gamma CT_2 (figura 76) su « D », il potenziometro R_{54} (manopola « diodo »; figura 76) a fine corsa verso destra, il compensatore C_{20} (figura 76) nella posizione di massima capacità e la manopola di sintonia con l'indice a 400 Hz (vedi per confronto i diagrammi in figura 80).

4) Regolare la controreazione mediante R_{37} (figura 76). in modo che commutando CT_2 (figura 76) dalla posizione « D » a quella « lineare » ci sia un'attenuazione di 200 volte nella lettura del microamperometro.
5) Commutando CT_2 (figura 76) su « lineare » e CT_1 (figura 76) su 1 V portare il microamperometro a fondo scala mediante regolazione di R_{46} (figura 76) che è assembleato sul pannello posteriore.
6) Inviare in ingresso al posto del segnale a 400 Hz un segnale a 1.200 Hz della stessa ampiezza e controllare, dopo avere sintonizzato la nuova frequenza, che la sensibilità sia rimasta inalterata (entro 1 dB), predisponendo CT_2 (figura 76) su « D ».
7) Se questo non succede riportare la sensibilità al valore corrispondente al segnale di 400 Hz regolando il compensatore C_{20}.
8) Ripetere le regolazioni di cui al punto 3) e 4) come controllo finale.

Dopo avere eseguito la suindicata taratura lo strumento è pronto per il collaudo che può venire effettuato con qualunque segnale compreso tra 370 Hz e 21.700 Hz controllando la linearità di risposta sia al variare della frequenza che al variare della tensione inviata in ingresso.

Disposizione dei componenti sotto il telaio.



Come collaudo finale si può ricostruire il diagramma di figura 77 inviando un segnale a 100 Hz osservando le attenuazioni in funzione della frequenza di sintonia.

Elenco dei principali componenti

TR_1	:	trasformatore di alimentazione avente primario a 220 V, 1° secondario a 235 V (40 mA) e 2° secondario a 6,3 V (1 A).
$Z_1 = Z_2$	:	8 H - 50 mA
$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$	:	OA85
$D_5 = D_6$	:	SD1 (sostituibili con BY100)
$V_1/V_2 = V_3/V_4$	:	12AX7
V_5/V_6	:	6U8
$V_7 = V_8 = V_9 = V_{10}$	:	0B2
CT_1	:	commutatore con supporto ceramico e contatto mobile cortocircuitante 2 vie 10 posizioni.
CT_{2A} ... CT_{2D}	:	commutatore come CT_1 ma a 4 vie
CT_3	:	5 posizioni.
Strumento	:	interruttore monopolare 220 V 1 A
Potenziometri		microamperometro 50 μA f.s. avente
R_{37}	:	resistenza interna di 3.800 Ω ([16])
R_{40}	:	lineare 10 kΩ - 1 W
$R_{46} = R_{54}$	:	logaritmico con interruttore 5 Ω - 1 W
R_{54}	:	lineare 100 kΩ - 1 W
Condensatori variabili		lineare 5 kΩ - 1 W
$C_{22} = C_{23} = C_{24} = C_{27}$	:	10 ÷ 460 pF, 500 VL in aria.
C_{20}	:	8 ÷ 60 pF, 500 VL in aria.

([16]) Utilizzando la figura 109 la scala lineare 0-100 del microamperometro può essere tarata in R.O.S.

2.5 - Rivelatori di segnali

I rivelatori di segnali hanno la funzione di controllare la presenza di segnali audio o radio ed eventualmente di misurne la tensione. Questi strumenti sono di tipico impiego nella ricerca e nella localizzazione dei guasti nei ricevitori, negli amplificatori di bassa frequenza, nei modulatori, etc.
Le caratteristiche principali che sono richieste ad un rivelatore di segnali sono le seguenti:

1) Alta sensibilità.
2) Basso rumore di fondo.
3) Basso ronzio.

Un rivelatore di segnali è dotato di un sistema di ascolto (altoparlante o cuffia) ed anche (non sempre) di un voltmetro elettronico per la misura della tensione del segnale da esaminare.
Allo scopo di aumentarne la versatilità i rivelatori di segnali possono essere corredati di alcuni circuiti supplementari indipendenti e cioè oscillatori liberi o controllati a cristallo come generatori di segnali a frequenze note. Le frequenze di questi oscillatori possono andare dal campo audio fino alle centinaio di MHz. Il fatto di avere disponibile una serie di segnali campioni rende più comoda la ricerca del guasto in quanto è possibile iniettare tali segnali all'ingresso dello stadio ritenuto difettoso e controllarne così il funzionamento.
La necessità di impiegare amplificatori ad alto guadagno per avere una sensibilità adeguata (almeno 1 mV f.s.) crea il problema, particolarmente sentito, dell'eliminazione o della riduzione a valori trascurabili del ronzio a 50 Hz.
Nel caso dei circuiti a tubi termoionici questo problema richiede soluzioni molto complesse e non sempre soddisfacienti mentre utilizzando circuiti allo stato solido l'eliminazione del ronzio residuo a 50 Hz avviene automaticamente se l'alimentazione è fatta a pile entrocontenute. Una tale alimentazione è inoltre raccomandabile in quando rende molto più comodo e pratico l'impiego del rivelatore di segnale.
In fig. 81 è illustrato lo schema a blocchi di un tipico circuito per un rivelatore di segnali sia esso allo stato solido che a tubi termoionici.

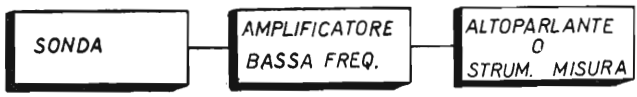


Figura 81

Schema a blocchi di un rivelatore di segnali.

Come si vede dalla figura 81 il circuito è formato da una sonda che può essere semplicemente capacitativa (per segnali fino a 20.000 Hz) oppure a rivelazione con diodo, resistenza e

capacità (per segnali modulati a radio frequenza), da un amplificatore ad alto guadagno e da un sistema di ascolto (altoparlante e cuffia) per rendere udibili i segnali oppure la modulazione. Completa il circuito (in alcuni casi) uno strumento di misura per leggere le tensioni dei segnali esaminati.

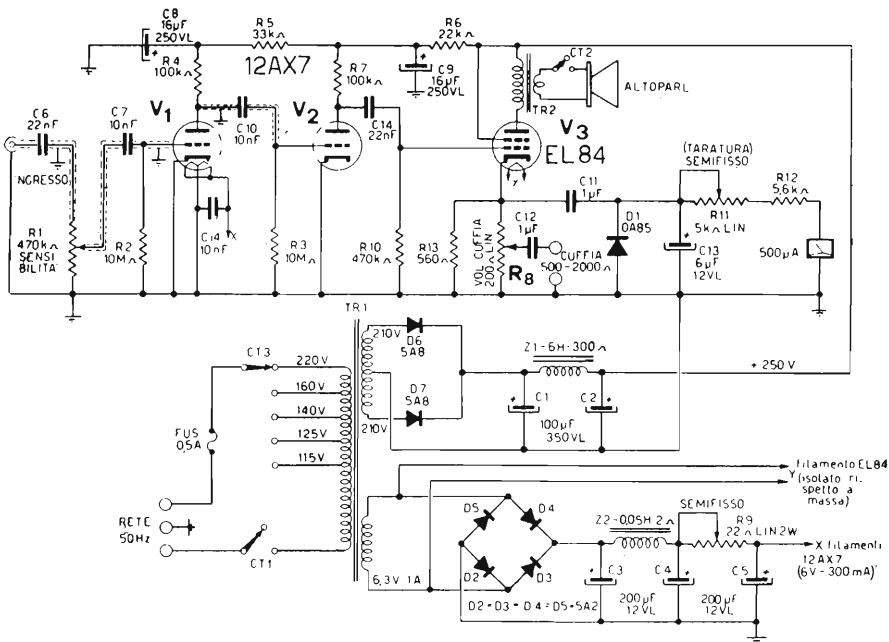


Figura 82

Schema elettrico
rivelatore di segnali a tubi termoionici.
Tutte le resistenze sono da ½ W di dissipazione con tolleranza del 10 %,
salvo altrimenti indicato.

In figura 82 è riportato il circuito di un classico rivelatore di segnali a tubi termoionici ad alta sensibilità (100 µV) con una banda passante da 100 Hz a 10.000 Hz entro ± 0,7 dB. Questo circuito utilizza le due sezioni della 12AX7 come preamplificatrici in cascata (V_1 e V_2) e la EL84 (V_3) come stadio finale di potenza in classe A. Nel circuito di ingresso del rivelatore di segnali sono inseribili due sonde: una semplicemente capacitativa (figura 83) ed una a diodo rivelatore (figura 84) per segnali modulati in ampiezza a media e ad alta frequenza (300 KHz - 6 MHz). La sonda rivelatrice raddrizza il segnale inviato al suo ingresso sul valore di picco essendo il gruppo di rivelazione di tipo capacitativo.

Figura 83

Sonda capacitiva
per il rivelatore di segnali
di figura 82.

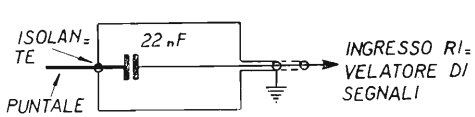
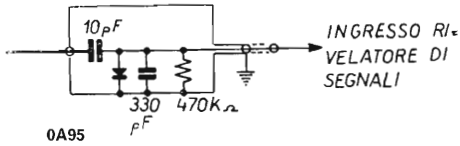


Figura 84

Sonda con gruppo di rivelazione per il rivelatore di segnali di figura 82.



Il segnale proveniente dalla sonda viene inviato alla griglia di V_1 (figura 82) e quindi dopo ulteriore amplificazione allo stadio finale (V_3).
I vari stadi sono ad accoppiamento capacitativo con una banda passante da 100 Hz a 10.000 Hz più che sufficiente per le prestazioni richieste all'amplificatore stesso. Sul circuito di catodo della EL84 è stato inserito un potenziometro (R_8) per l'ascolto in cuffia a bassa impedenza a livello regolabile ed il diodo D_1 per raddrizzare il segnale amplificato ed inviarlo ad un microamperometro avente la funzione di permettere la lettura della tensione di picco del segnale presente all'ingresso dell'amplificatore stesso.
La tensione letta sul microamperometro non è lineare e quindi desiderando utilizzare il rivelatore di segnali come strumento di misura per la tensione di picco è necessario fare una taratura punto per punto sulla scala del microamperometro impiegato. Data la mancanza di controreazioni questo strumento non avrebbe però sufficiente stabilità per essere considerato un vero e proprio millivoltmetro per tensione alternata. La presenza del microamperometro va quindi considerata come uno strumento aggiuntivo per avere un'idea approssimativa dell'entità del segnale inviato all'ingresso di V_1 e niente più.
La sensibilità del rivelatore di segnali viene regolata da R_1 inserito nel circuito di griglia di V_1. Le griglie di V_1 e V_2 sono autopolarizzate rispettivamente da R_2 ed R_3. Le resistenze R_5 ed R_6 hanno la funzione di disaccoppiare i circuiti anodici rispettivamente di V_1 e di V_2.
L'alimentazione anodica viene fatta raddrizzando entrambe le semionde (D_6 e D_7 collegati in controfase) e livellando il ronzio residuo a 100 Hz con filtro ad ingresso capacitativo (C_1, C_2 e Z_1).
Al fine di ridurre il ronzio a 50 Hz (captabile in particolar modo dal circuito di griglia di V_1) al valore minimo possibile i filamenti della 12AX7 vengono alimentati in continua, raddrizzando (D_2, ... D_5) e livellando (C_3, C_4 e Z_2) la tensione alternata di 6,3 V del secondario a bassa tensione del trasformatore di alimentazione TR_1. La tensione continua di alimentazione filamenti viene poi regolata a 6,0 V mediante R_9. E' inoltre necessario che tutti i collegamenti di griglia sia di V_1 che di V_2 siano perfettamente schermati.

I principali componenti del rivelatore di segnali di figura 82 sono:

TR_1 trasformatore di alimentazione con primario universale, secondario alta tensione 210 V+210 V - 70 mA e secondario bassa tensione 6,3 V - 1 A.

TR_2 trasformatore di uscita avente primario da 8 kΩ e secondario uguale all'impedenza dell'altoparlante usato.

CT_1 interruttore monopolare di accensione.

CT_2 interruttore monopolare esclusione altoparlante (da usarsi solo quando si usa la cuffia).

CT_3 cambiatensioni.

Z_1 induttanza livellamento ronzio residuo alta tensione da 6 H - 300 Ω per una corrente massima di 60 mA.

Z_2 induttanza livellamento ronzìo residuo bassa tensione filamento 12AX7 da 0,05 H - 2 Ω per una corrente massima di 300 mA.

R_1 potenziometro logaritmico controllo sensibilità da 470 kΩ.

R_8 potenziometro lineare a filo controllo volume cuffia da 200 Ω - 2 W.

R_9 potenziometro semifisso a filo taratura tensione di filamento 12AX7 da 22 Ω - 2 W lineare.

R_{11} potenziometro semifisso a grafite per la taratura del microamperometro da 5 kΩ lineare.

D_1 diodo raddrizzatore strumento OA85.

D_2 - D_3 - D_4 - D_5 diodi raddrizzatori collegati a ponte di Graetz per la tensione continua alimentazione filamenti 12AX7 tipo 5A2.

D_6 - D_7 diodi raddrizzatori collegati in controfase per la tensione anodica tipo 5A8.

V_1 - V_2 1/2 12AX7.

V_3 EL84.

Come già detto in precedenza un rivelatore di segnali può essere dotato di alcuni circuiti accessori ed in particolare oscillatori sia di bassa che di alta frequenza. Questi circuiti sono assolutamente indipendenti dal circuito del rivelatore di segnali e solo per comodità possono essere inseriti nello stesso contenitore. Infatti al loro posto può benissimo essere inserito qualunque generatore di segnali esterno. Come già detto il segnale proveniente da questi generatori viene inviato allo ingresso degli stadi da controllare per rivelarne (col rivelatore di segnali) la presenza in uscita, controllandone così il funzionamento.
Un generatore di bassa frequenza può essere utilizzato convenientemente nel controllo degli amplificatori audio e dei modulatori come dettagliatamente descritto più avanti (2.6).

In figura 85 è riportato lo schema di un oscillatore utilizzabile per media ed alta frequenza con controllo a cristallo. Questo circuito oscillatore che utilizza un sol transistore (il 2N 2369 sostituibile con il BSX/20) può, a seconda del cristallo impiegato, oscillare in un campo di frequenze comprese tra 100 KHz e 1MHz corrispondenti alla frequenza fondamentale del cristallo stesso. Sono inoltre presenti con intensità decrescenti anche la seconda e la terza armonica. Lo schema non prevede l'impiego di circuiti accordati e perciò la realizzazione pratica di questo oscillatore è molto semplice. Inoltre la presenza del cristallo di quarzo garantisce la stabilità in frequenza.
Come si nota dall'osservazione della figura 85 l'oscillatore è di tipo Pierce utilizzante un cristallo risonante parallelo. Il segnale viene prelevato mediante un partitore capacitativo (C_3/C_4) che permette di adattare l'impedenza di uscita dell'oscillatore a quella di un carico utilizzatore. I compensatori C_3 e C_4 vanno regolati per il massimo segnale di uscita.

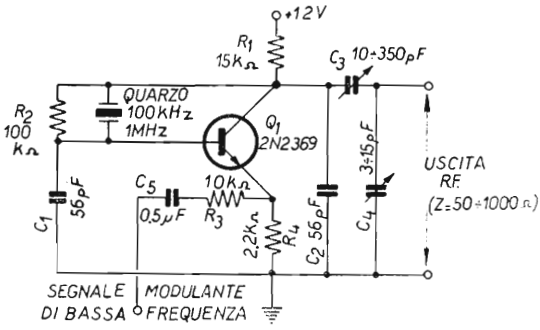


Figura 85

Circuito oscillante a quarzo (risonante parallelo) per frequenze comprese tra 100 kHz e 1 MHz. L'impedenza del carico utilizzatore deve essere compresa tra 50 Ω e 1 kΩ per il massimo trasferimento di potenza.
Tutte le resistenze hanno una dissipazione massima di ¼ W con tolleranza 10 %.

Desiderando modulare in ampiezza questo segnale, una nota fissa potrà essere iniettata sul circuito di emittore del 2N 2369.
Allo scopo di fare conoscere l'uso e le possibilità di impiego dei rivelatori di segnali vengono riportati due esempi di applicazione pratica nella ricerca dei guasti negli amplificatori di bassa frequenza e nei ricevitori radio rispettivamente.

1) *La localizzazione dei guasti in un amplificatore di bassa frequenza.*

Si manda all'ingresso dell'amplificatore da esaminare un qualunque segnale di bassa frequenza (ad es. 1000 Hz) e si usa il rivelatore di segnali con il puntale capacitativo dopo avere dato tensione al circuito in esame. Di norma il controllo comincia dallo stadio finale di potenza e poi via via verso il pilota e il preamplificatore. Così si controlla se il segnale è presente prima sul secondario del trasformatore di

uscita, poi sul primario poi ancora sulla griglia del finale (oppure sulla base se si tratta di un amplificatore a transistori). Se il segnale arriva allo stadio finale si procede analogamente prima sulla placca e poi sulla corrispondente griglia di ciascuno stadio finale, si sposta il punto di iniezione del segnale inviato da un generatore esterno sulla griglia dello stadio finale ripetendo le operazioni già descritte di ricerca del segnale stesso. Accertato il funzionamento o meno dello stadio finale (e dopo avere provveduto alla eventuale riparazione della parte non funzionante) si può procedere in maniera sistematica all'esame di tutti gli altri stadi in ordine progressivo verso l'ingresso.
Come norma generale nel fare questa prova è necessario unire fra di loro le masse del rivelatore di segnali e quella dello amplificatore da provare. Se il circuito da esaminare ha il telaio sotto tensione si inserisce il cordone di alimentazione del circuito in prova in modo che il telaio sia collegato al neutro (con l'aiuto di un cacciavite cercafase).

2) *La localizzazione dei guasti in un ricevitore radio.*

Si manda all'ingresso del ricevitore un segnale radio atto ad essere ricevuto (ad es. 1 MHz modulato se il ricevitore è per onde medie) e si usa il rivelatore di segnali con la sonda rivelatrice a diodo per onde medie e corte (figura 84). Si dà tensione al ricevitore e si comincia a controllare se il segnale arriva allo stadio rivelatore. Se è presente e il ricevitore è muto significa che o è fuori uso il diodo rivelatore oppure non funziona l'amplificatore di bassa frequenza. In questo caso si rimanda al punto precedente 1). Se il segnale al contrario non è presente nel circuito di rivelazione ciò vuol dire che il guasto è da ricercarsi nella media frequenza o nella conversione oppure nell'eventuale stadio in alta. A questo punto si toglie il segnale inviato all'ingresso del ricevitore e si inietta un segnale di frequenza uguale a quello della media frequenza (ad es. 467 kHz) sulla griglia dell'ultimo tubo amplificatore della media frequenza stessa. Si ricerca il segnale prima sul secondario e poi sul primario del corrispondente trasformatore di media (lato caldo). A seconda che il segnale sia presente oppure no si può sapere se l'eventuale guasto riguarda il tubo o il trasformatore stesso. Una volta controllato che anche lo stadio amplificatore di media frequenza funziona si possono esaminare con la stessa tecnica anche gli eventuali stadi amplificatori di media frequenza che precedono quello appena verificato, spostando di volta in volta il punto di iniezione del segnale alla griglia del tubo corrispondente. Se tutti gli stadi di media frequenza superano positivamente questo controllo si riapplica in ingresso il segnale a radiofrequenza suindicato e si controlla prima lo stadio convertitore e poi l'eventuale stadio in alta frequenza.

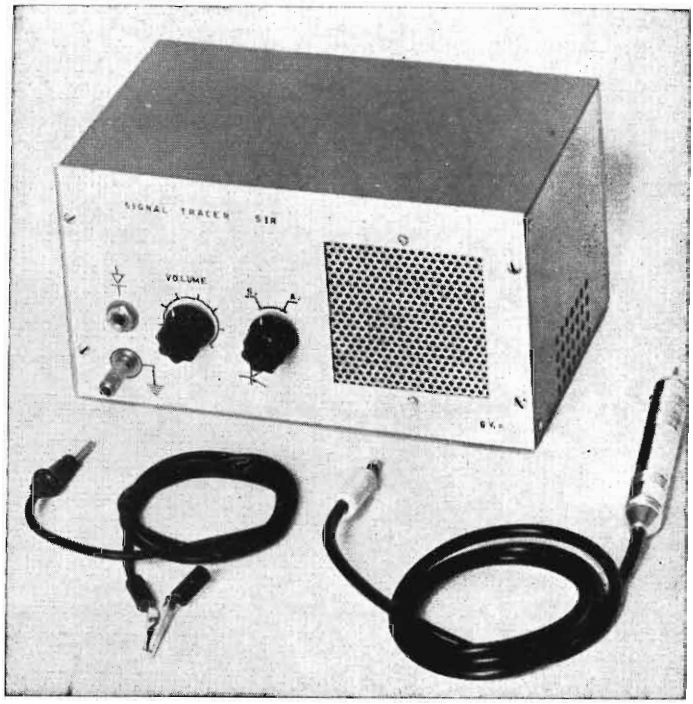
Per concludere l'impiego del rivelatore di segnali rende particolarmente agevole la ricerca del guasto in quanto riesce a stabilire con buona precisione il punto dove questo si è verificato indirizzando il riparatore direttamente sulla parte del ricevitore che non funziona.

2.6 - Rivelatore di segnali allo stato solido ([17])

Come esempio applicativo viene presentato un rivelatore di segnali allo stato solido ad alimentazione autonoma e di notevole sensibilità che non richiede particolari messe a punto. Come già detto questo rivelatore di segnali può essere dotato di alcuni circuiti accessori che possono rendere più facile il suo impiego e cioè oscillatori allo stato solido di bassa, media ed alta frequenza i cui segnali possono venire iniettati nei circuiti da esaminare per rendere più comoda e più rapida la ricerca degli eventuali guasti.

Tra le sue principali applicazioni citiamo:

— La ricerca sistematica dei guasti nei ricevitori radio e negli amplificatori di bassa frequenza.



([17]) CD 12/66 pag. 778-782.

— L'amplificazione dei segnali di bassa frequenza e quindi il controllo di generatori, microfoni, capsule piezoelettriche, testine dei registratori, pick-up fonografici, etc.
— Nella costruzione di ricevitori radio sperimentali può sostituire tutta la bassa frequenza.

Caratteristiche e prestazioni

Il rivelatore di segnali è costituito nella sua forma più semplice da un amplificatore di bassa frequenza ad elevata sensibilità, preceduto da uno stadio rivelatore a diodo contenuto in una sonda a parte che ha la funzione di prelevare il segnale desiderato e di inviarlo dopo rivelazione all'amplificatore stesso.

Le caratteristiche dell'amplificatore sono le seguenti:

— Alta sensibilità (un segnale di bassa frequenza di 0,2 mV è ancora perfettamente comprensibile in altoparlante).
— Bassissimo livello del ronzio da rete a 50 Hz.
— Potenza massima di uscita 0,3 W con distorsione totale massima del 7% e assorbimento medio di 40 mA (per un'uscita di 0,1 W).
— Risposta sufficientemente lineare da 200Hz a 10.000 Hz con l'impiego dell'altoparlante entrocontenuto e da 50 Hz a 20.000 Hz con adatto altoparlante esterno.
— Alimentazione a 6 V con pile entrocontenute.

Le caratteristiche della sonda contenente il diodo rivelatore sono:

— accoppiamento capacitivo
— rivelazione di segnali fino a una frequenza massima di 150 MHz.

La sensibilità del rivelatore di segnali viene regolata da un potenziometro posto all'ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza fino a un segnale massimo d'ingresso di 2 V.
Per l'uso del rivelatore di segnali come semplice amplificatore è previsto un puntale contenente una capacità di accoppiamento (sonda capacitiva).

Il circuito

Lo schema di principio del rivelatore di segnali è disegnato nel circuito a blocchi di figura 86. Come si vede da questo primo circuito di principio l'amplificatore è caratterizzato da una forte preamplificazione del segnale presente in ingresso e prelevato dal circuito in esame. Il segnale prelevato dalla sonda rivelatrice o dalla sonda capacitiva viene infatti preamplificato da due OC71 e successivamente inviato allo sta-

dio pilota (OC71) che attraverso il trasformatore invertitore di fase lo applica allo stadio finale (2 x OC72). La controreazione tra il trasformatore di uscita e il pilota ha poi la funzione di linearizzare la risposta alla frequenza e di diminuire la distorsione.
In figura 86a è tracciato lo schema elettrico completo dei valori delle singole resistenze e capacità. Tutti i transistori sono a emittore comune.

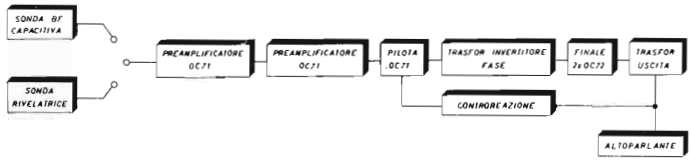


Figura 86

Schema a blocchi del rivelatore di segnali transistorizzato.

Il segnale presente in ingresso viene applicato, tramite R_2 (figura 86a) che regola la sensibilità, alla base di Q_1 e quindi si trova amplificato sul corrispondente collettore. Analogamente attraverso i due successivi stadi amplificatori il segnale viene a trovarsi ulteriormente amplificato sul collettore di Q_3 dove tramite il trasformatore TR_1 viene invertito di fase e applicato alle due basi dello stadio finale costituito da Q_4 e Q_5 funzionanti in classe B. Il trasformatore di uscita (TR_2) adatta poi l'impedenza di collettore di questo stadio a quella dell'altoparlante. Una parte del segnale presente sul secondario di TR_2 viene inviata tramite C_8 ed R_{12} sulla base di Q_3 dove incontra il segnale stesso sfasato di 180° determinando così una reazione negativa.
Per i trasformatori TR_1 e TR_2 (figura 86a) sono stati utilizzati rispettivamente i trasformatori Photovox T/301 e T/72. L'impedenza di uscita è di 2,5 Ω e quindi tale deve essere l'impedenza dell'altoparlante.

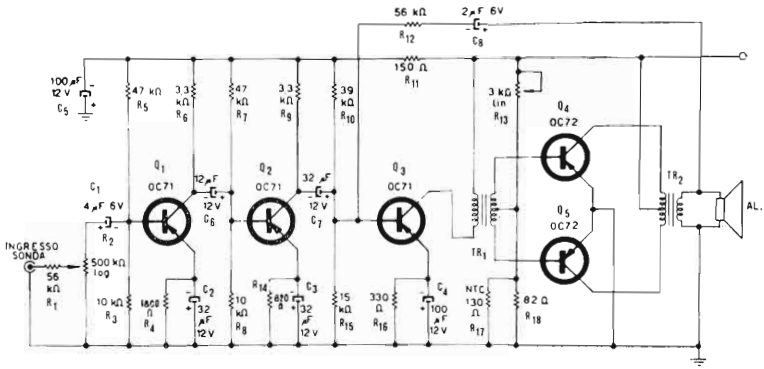


Figura 86 a

Schema elettrico amplificatore bassa frequenza ad alto guadagno. Tutte le resistenze sono con tolleranza del 10 % e da ½ W di dissipazione.

Il potenziometro R_{13} ha la funzione di centrare il punto di lavoro dei due OC72 e viene regolato per una corrente totale di collettore di 6 mA in assenza di segnale.

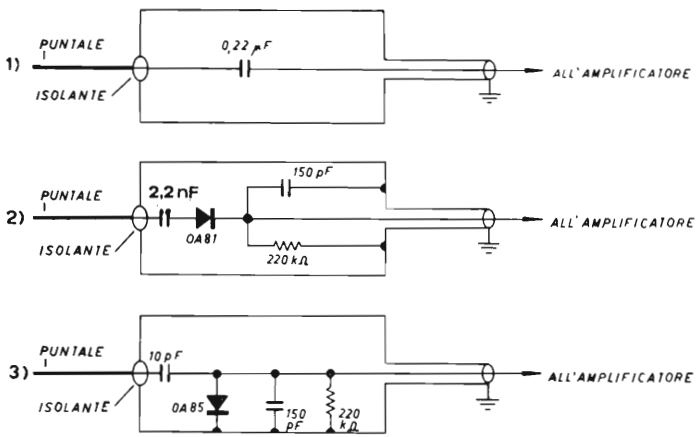


Figura 86 b

Sonde per il rivelatore di segnali.
1) Per basse frequenze
2) Per frequenze comprese tra 0,4 e 4 MHz
3) Per frequenze comprese tra 1 MHz e 150 MHz

La risposta dell'amplificatore è lineare entro ± 3 dB da 50 Hz a 20.000 Hz senza considerare l'altoparlante. Il consumo di corrente va da un minimo di 8-10 mA a un massimo di 100 mA per un'uscita di 0,2 W. Il consumo medio si aggira sui 40 mA.
Se la potenza di uscita non supera 0,2 W le alette di raffreddamento per gli OC72 sono superflue.
Il rivelatore di segnali viene corredato da tre sonde che sono (figura 86 B):

1) Sonda per bassa frequenza ad accoppiamento capacitivo.

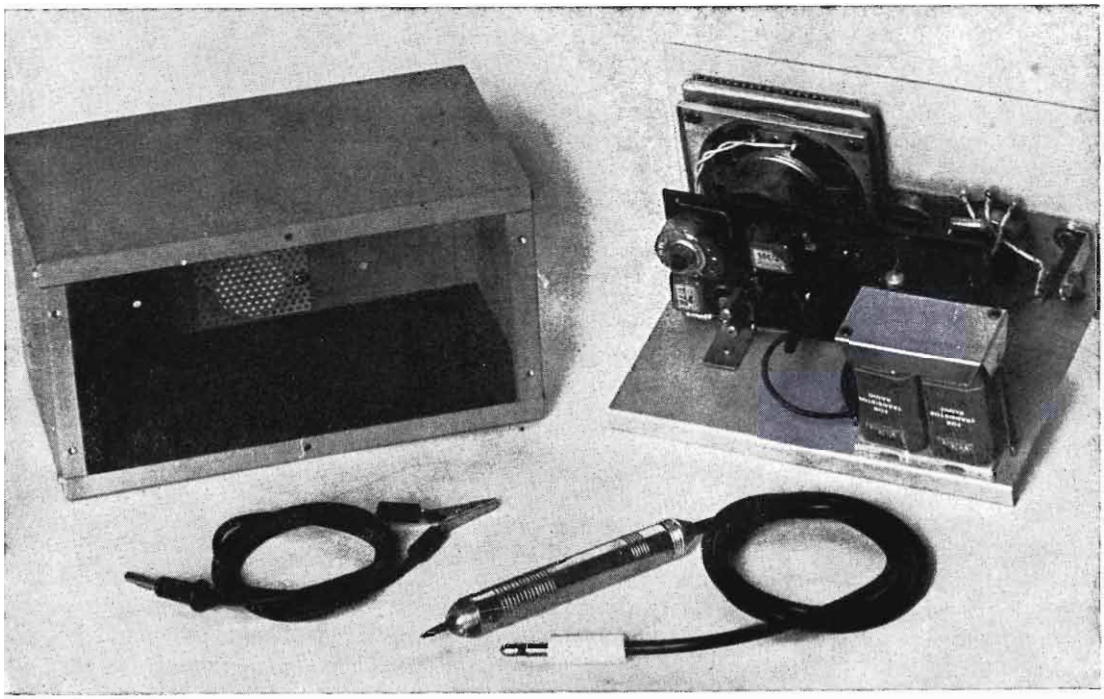
2) Sonda per frequenze comprese tra 0,4 e 4 MHz

3) Sonda per frequenze comprese tra 1,0 e 150 MHz

Possono completare il rivelatore di segnali alcuni circuiti oscillatori aventi la funzione di generare un segnale adatto per essere inviato al circuito da controllare (ad es. un amplificatore di bassa frequenza, un ricevitore radio etc.) permettendo così di rendere più facile la ricerca del guasto.

La taratura del rivelatore di segnali consiste semplicemente nel regolare il potenziometro R_{13} per una corrente di collettore globale dei due OC72 dello stadio finale di 6 mA in assenza di segnale in ingresso.
Non sono richieste altre tarature ed il rivelatore di segnale è pronto per il funzionamento salvo errori di cablaggio o l'uso di componenti diffettosi.

Vista della disposizione dei vari componenti del rivelatore di segnali



2.7 - Misuratori di onde stazionarie

La misura del rapporto di onde stazionarie è di notevole interesse in quanto permette di determinare la potenza effettivamente irradiata dall'antenna.
Allo scopo di rendere chiaro il concetto di rapporto di onde stazionarie consideriamo lo schema di figura 87, in cui Z_1 è l'impedenza di uscita del generatore di radio frequenza (trasmettitore), Z_o l'impedenza caratteristica della linea di alimentazione del carico (cavo coassiale) e Z_2 l'impedenza del carico stesso (antenna).

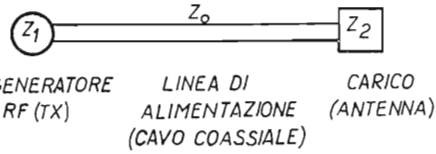


Figura 87

Schema di alimentazione di un carico (antenna) a radio frequenza in cui il generatore ha impedenza Z_1, la linea coassiale Z_o ed il carico Z_2. Si considera che l'impedenza del cavo sio puramente ohmica.

Il massimo trasferimento di potenza a radio frequenza dal generatore al carico stessi si ha quando $Z_1 = Z_o = Z_2$. Cioè quando l'impedenza caratteristica del cavo coassiale è uguale a quella del trasmettitore ed a quello dell'antenna si ha il massimo trasferimento di potenza possibile dal trasmettitore all'antenna. Le sole perdite che si hanno in questo caso sono rappresentate dalle perdite dielettriche del cavo che dipendono dalla frequenza del segnale emesso, dalla lunghezza e dal tipo di cavo coassiale impiegato.
In questo caso particolare le perdite dovute alla sola presenza del cavo sono date in tabella 12 per alcuni tipi di cavi coassiali. Così ad esempio avendo una linea coassiale di alimentazione della lunghezza di 25 metri costituita da RG8/U si avrà una attenuazione a 100 MHz di $(6{,}6 \cdot 25)/100 = 1{,}65$ dB (corrispondente ad una perdita del 31% (vedi figura 88A) e quindi solo il 69 % della potenza in uscita dal trasmettitore raggiungerà l'antenna e verrà irradiata. La parte rimanente e ciog il 31 % della potenza viene dissipata sotto forma di calore lungo il cavo come perdita dielettrica.

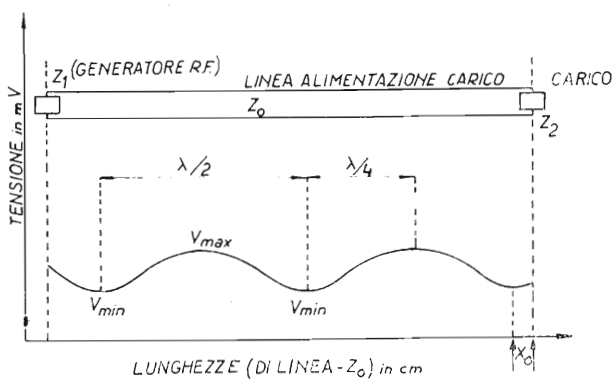


Figura 88

Diagramma delle onde stazionarie di una linea (coassiale o bifilare).

La condizione $Z_1 = Z_o$ è facilmente verificabile in quanto l'impedenza di uscita di un trasmettitore è sempre regolabile entro un campo sufficientemente ampio e tale da garantire questa uguaglianza. Se ciò non dovesse verificarsi il circuito di uscita del trasmettitore è stato mal calcolato e va rivisto.
Consideriamo ora il caso reale in cui $Z_2 \neq Z_o$. In questo caso lungo il cavo coassiale si formano onde stazionarie il cui profilo è riportato in figura 88 e la cui entità è tanto maggiore quanto più grande è il rapporto Z_o/Z_2 se $Z_o > Z_2$ o quanto più grande è il rapporto Z_2/Z_o se $Z_o < Z_2$.
Si noti in particolare che il profilo di queste onde stazionarie non è di tipo sinusoidale e che la distanza tra due minimi successivi è metà della lunghezza d'onda del segnale esaminato. Il rilievo del diagramma delle onde stazionarie permette quindi la determinazione del R.O.S. (vedi più avanti), delle

grandezze ad esso connesse (ad es. il coefficiente di riflessione come indicato in tabella 13) e della lunghezza d'onda. Inoltre la distanza x_o, dell'ultimo minimo dal carico, è proporzionale all'angolo di fase. Cioè:

$x_o = 0$	$Z_2 < Z_o$	carico puramente ohmico
$0 < x_o < \lambda/4$	$Z_2 < Z_o$	carico a reattanza capacitiva
$x_o = \lambda/4$	$Z_2 > Z_o$	carico puramente ohmico
$\lambda/4 < x_o < \lambda/2$	$Z_2 > Z_o$	carico a reattanza induttiva

Se indichiamo con V_{max} la tensione massima (in corrispondenza ad un ventre di tensione) e con V_{min} la tensione minima (in corrispondenza ad un nodo di tensione) come indicato chiaramente in figura 88 il rapporto onde stazionarie (indicato con R.O.S. oppure V.S.W.R. dall'inglese Voltages Standing Wave Ratio) viene definito dalla seguente espressione:

$$\text{R.O.S.} = \frac{V_{max}}{V_{min}} \qquad 2.1$$

Nel caso particolare in cui l'impedenza del carico Z_2 sia puramente ohmica (non abbia cioè componenti capacitive od induttive) si ha anche:

$$\text{R.O.S.} = \frac{Z_2}{Z_o} \quad (\text{se } Z_2 > Z_o) \qquad 2.2$$

oppure

$$\text{R.O.S.} = \frac{Z_o}{Z_2} \quad (\text{se } Z_2 < Z_o) \qquad 2.3$$

Se Z_2 ha componenti reattive il rapporto di onde stazionarie è sempre maggiore di Z_2/Z_o (se $Z_2 > Z_o$) oppure di Z_o/Z_2 (se $Z_2 < Z_o$) in maniera crescente con l'aumentare delle suddette componenti. ([18])

([18]) Infatti se Z_2 ha componenti reattive, l'angolo di fase (φ_k) non è più nullo e la corrispondente variazione di fase tra l'onda incidente e quella riflessa fa aumentare il rapporto tra V_{max} e V_{min} e quindi il R.O.S. Pertanto si ha:

$$\varphi_k \neq 0 \qquad \text{R.O.S.} > \frac{Z_2}{Z_o} \quad (\text{per } Z_2 > Z_o)$$

$$\varphi_k = 0 \qquad \text{R.O.S.} = \frac{Z_2}{Z_o} \quad (\text{per } Z_2 > Z_o)$$

Facciamo un esempio: supponiamo che sia $Z_2 = 150\ \Omega$ e $Z_o = 50\Omega$ quindi $Z_2/Z_o = 3$. Se $\varphi_k = 0$, R.O.S. = 3; se $\varphi_k = +20°$, R.O.S. = = 3,39; se $\varphi_k = +30°$, R.O.S. = 5,06.

Ciò sta a significare che il R.O.S. è tanto più elevato quando più ci si allontana dalla frequenza di risonanza dell'antenna e che, nel migliore dei casi, sarà uguale al rapporto tra Z_2 e Z_o (sempre per $Z_2 > Z_o$).

Infatti solo alla frequenza propria di risonanza un'antenna ha una impedenza puramente ohmica (senza cioè reattanze).

Le espressioni 2.2 e 2.3 possono essere molto utili in quanto permettono di calcolare il R.O.S. a priori conoscendo semplicemente il rapporto delle impedenze.
La formazione di onde stazionarie lungo il cavo di alimentazione antenna che si ha quando $Z_2 \neq Z_0$ costituisce, oltre alle perdite dielettriche, una seconda causa di perdita di potenza trasmessa. Cioè quando l'impedenza del cavo è diversa da quella dell'antenna si hanno due fonti di perdita:

1) le perdite dielettriche (dovute alla lunghezza, al tipo di cavo impiegato ed alla frequenza di lavoro).
2) le perdite da R.O.S. (dovute ad un cattivo adattamento di antenna).

In altre parole se $Z_2 \neq Z_0$ l'antenna si comporta come uno specchio semitrasparente per le onde luminose e riflette verso il trasmettitore una parte della potenza ricevuta. La potenza riflessa è proporzionale al R.O.S. ed è tale da impedire il massimo trasferimento di energia all'antenna.

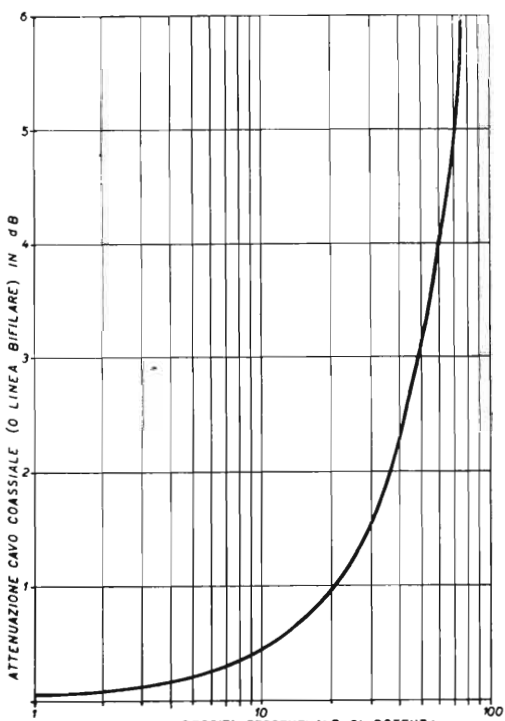


Figura 88 A

Perdita percentuale di potenza trasmessa in funzione dell'attenuazione in dB prodota per perdite dielettriche dal tipo cavo coassiale usato (vedi tabella 12).

Tab. 12 - *Attenuazione dovuta alle perdite dielettriche per alcuni tipi di cavi coassiali per* 100 *metri di lunghezza a varie frequenze.*

Capo RG — /U	Impedenza caratteristica in ohm	Attenuazione in dB per 100 m			
		30MHz	100MHz	300MHz	1000MHz
14 - 74	50	2,4	4,6	7,9	18,2
8 - 8A	51	4,0	6,6	13,2	26,4
11 - 11A	75	3,6	7,6	12,7	25,8
17 - 17A	50	1,7	3,1	6,3	14,5
18A	50	1,7	3,1	6,3	14,5
58 - 58B	50	7,8	15,2	28,7	58,7
59 - 59A	73	6,1	11,2	19,5	39,6
268	50	1,6	3,0	5,3	10,3
269	50	0,68	1,3	2,3	4,5
230	50	0,36	0,69	1,3	2,6

Per effetto dell'onda riflessa l'antenna non è più in grado di irradiare tutta la potenza ricevuta dal trasmettitore. Perciò tanto più forte sarà l'onda riflessa tanto meno lo stadio finale del trasmettitore potrà essere caricato. ([19])
In questo modo solo una parte della potenza disponibile viene effettivamente irradiata dall'antenna.
Va tenuto inoltre presente che tanto più ampia è l'onda riflessa tanto più basso è il segnale trasferito dall'antenna al ricevitore (in ricezione).
Nella tabella n. 13 sono riportati alcuni valori della potenza percentuale riflessa (cioè perduta), della potenza percentuale trasmessa (supponendo nulle le perdite dielettriche), la perdita in dB della potenza trasmessa in funzione del R.O.S. (sempre considerando nulle le perdite dielettriche) ed il coefficiente di riflessione (in tensione) che indica il rapporto fra la tensione dell'onda riflessa e quella dell'onda incidente.

([19]) La perdita dovuta all'onda riflessa deve essere intesa in questo senso: se ad es. lo stadio finale del trasmettitore può essere caricato con ROS = 1 in modo che la potenza di uscita sia di 100W, con ROS = 3 questa potenza scende a 75W (tabella 13) ed analogamente con ROS = 10 si hanno 33W (tab. 13). Queste potenze corrispondono rispettivamente al 100 %, al 75 % ed al 33 % di potenza trasmessa. Il ROS in altre parole esprime l'inidoneità da parte dell'antenna (o di disadattamenti presenti sulla discesa d'antenna) di caricare lo stadio finale del trasmettitore.
Perciò la perdita di potenza trasmessa dovuta all'onda riflessa non viene in qualche modo dissipata sotto forma di calore, ma impedisce alla corrente anodica dello stadio finale del trasmettitore di raggiungere il valore corrispondente alla massima erogazione di potenza (sempre supponendo che la placca sia accordata) e costringe lo stadio finale stesso a lavorare fuori dalle condizioni di massimo rendimento. Ciò può portare al superamento della massima dissipazione anodica (o di collettore) ammessa dallo stadio finale con gravi danni facilmente intuibili.
Le perdite dielettriche invece sono effettivamente dissipate sotto forma di calore.

Perciò le perdite reali che si hanno nel trasferimento di potenza dal trasmettitore all'antenna sono date dalla somma delle perdite dielettriche (date nel diagramma di figura 88a e nella tabella 12) e delle perdite dovute alla formazione di onde stazionarie (tabella 13).
Mentre le perdite dielettriche sono facilmente calcolabili una volta note le caratteristiche del cavo impiegato, le perdite dovute alla formazione delle onde stazionarie, che possono essere preponderanti, non sono direttamente calcolabili e richiedono l'impiego dei misuratori di R.O.S. (o di potenza riflessa).
E' importante che la misura del R.O.S. sia fatta il più possibile vicino all'antenna in quanto la presenza di lungho tratti di cavo riduce la tensione dell'onda riflessa, in partenza dall'antenna, proporzionalmente alle perdite dielettriche del cavo stesso.
In altre parole la misura del R.O.S. è tanto più errata quanto più viene effettuata lontana dall'antenna (si hanno sempre valori inferiori a quelli reali). Al limite se la distanza dell'antenna fosse infinita il R.O.S. misurato sarebbe 1,0 per qualunque valore d'impedenza dell'antenna stessa.
Gli strumenti che permettono la misura del R.O.S. sono divisibili nelle seguenti categorie:

1) Gli accoppiatori direzionali
2) Le linee coassiali fessurate
3) I misuratori a ponte

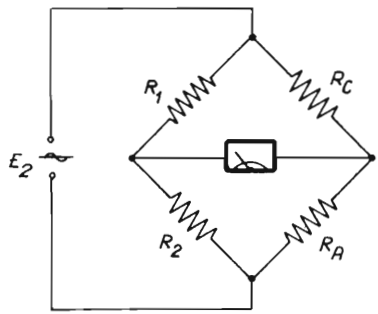
Gli accoppiatori direzionali misurano la tensione dell'onda incidente e quella dell'onda riflessa a seconda dell'orientamento del « loop » (come verrà descritto più avanti). Se il tratto di linea coassiale nel quale viene inserito l'accoppiatore ha la stessa impedenza dell'accoppiatore stesso, la scala dello strumento indicatore è direttamente tarabile in watt (potenza incidente e potenza riflessa) oppure in R.O.S.
Gli accoppiatori direzionali hanno un campo di applicazione estensibile da pochi MHz fino alle decine di GHz.
La linea coassiale fessurata è uno strumento di grande precisione che permette di determinare, con l'aiuto di una sonda, il rapporto fra la tensione massima e minima delle onde stazionarie (vedi figura 88a), rendendo così immediata la determinazione del R.O.S. Per difficoltà di natura meccaniche le linee coassiali fessurate hanno un campo di applicazione compreso tra 300 MHz e le decine di GHz.
I misuratori a ponte (figura 89) si basano sul circuito fondamentale del ponte di Wheatstone in cui si ha il bilanciamento quando l'impedenza dell'antenna (o del carico) è uguale a quella di una delle resistenze del ponte. Solo nel caso in cui l'impedenza dell'antenna sia puramente ohmica questo misuratore di R.O.S. può dare misure sufficientemente precise. Au-

Tabella 13 - *Coefficiente di riflessione, potenza riflessa e potenza trasmessa in funzione del R.O.S.*

R.O.S.	Coefficiente di riflessione	Potenza riflessa (%)	Potenza trasmessa (%)	Perdita di potenza trasmessa (db)
1,0	0,000	0,00	100,00	0,000
1,1	0,048	0,23	99,77	0,010
1,2	0,091	0,83	99,17	0,036
1,3	0,130	1,70	98,30	0,073
1,4	0,167	2,77	97,23	0,120
1,5	0,200	4,00	96,00	0,179
1,6	0,231	5,32	94,68	0,237
1,7	0,259	6,71	93,29	0,302
1,8	0,286	8,15	91,85	0,366
1,9	0,310	9,64	90,36	0,442
2,0	0,333	11,10	88,90	0,504
2,2	0,375	14,08	85,92	0,660
2,4	0,411	16,92	83,08	0,799
2,6	0,445	19,80	80,20	0,956
2,8	0,474	22,44	77,56	1,106
3,0	0,500	25,00	75,00	1,248
3,2	0,524	27,4	72,6	1,39
3,4	0,545	29,7	70,3	1,53
3,6	0,565	31,9	68,1	1,67
3,8	0,583	34,0	66,0	1,80
4,0	0,600	36,0	64,0	1,93
4,5	0,636	40,4	59,6	2,25
5,0	0,666	44,4	55,6	2,55
5,5	0,692	47,9	52,1	2,83
6,0	0,714	51,0	49,0	3,10
6,5	0,733	53,8	46,2	3,36
7,0	0,750	56,3	43,7	3,59
7,5	0,765	58,5	41,5	3,88
8,0	0,778	60,5	39,5	4,03
8,5	0,790	62,4	37,6	4,25
9,0	0,800	64,0	36,0	4,44
9,5	0,810	65,6	34,4	4,63
10,0	0,818	67,0	33,0	4,81
12,0	0,846	71,6	28,4	5,47
14,0	0,866	75,0	25,0	6,02
16,0	0,882	77,8	22,2	6,53
18,0	0,895	80,1	19,9	7,01
20,0	0,904	81,8	18,2	7,40
25	0,922	85,1	14,9	8,27
30	0,935	87,5	12,5	9,03
35	0,945	89,2	10,8	9,66
40	0,951	90,5	9,5	10,22
45	0,956	91,5	8,5	10,71
50	0,960	92,2	7,8	11,08
100	0,980	96,1	3,9	14,09
200	0,991	98,1	1,9	17,21

Figura 89

Circuito a ponte fondamentale per la misura del ROS
E_r: tensione di alimentazione a radio frequenza del ponte.
R_1-R_2 resistenze antiinduttive costituenti due bracci del ponte (di solito sono 52 Ω o 75 Ω).
R_C: resistenza antiinduttiva di valore uguale all'impedenza caratteristica del cavo coassiale usato
R_A: impedenza carico (antenna).



mentando le reattanze capacitative od induttive dell'antenna si ha un corrispondente aumento dell'errore nella misura del R.O.S.
L'uso del misuratore a ponte non è consigliabile per frequenze superiori ai 50 MHz perché risulta difficile oltre questo limite mantenere costante l'impedenza degli elementi formanti il ponte.
Sui tre tipi di misuratori di R.O.S. suindicati verranno ora fatte alcune considerazioni al fine di chiarirne ulteriormente il principio di funzionamento e di metterne a fuoco le caratteristiche.

1) *Accoppiatori direzionali.*

Gli accoppiatori direzionali danno, come già detto, a seconda dell'accoppiamento del « loop », una tensione di uscita raddrizzata proporzionale alla tensione dell'onda incidente o a quella dell'onda riflessa. Il rapporto tra queste due tensioni dà il coefficiente di riflessione da cui è ricavabile il R.O.S. (vedi tabella 13). Se l'impedenza del tratto di linea facente parte dell'accoppiatore direzionale è costante (condizione che deve essere sempre verificata) l'indicatore (microamperometro) può essere direttamente tarabile sia in potenza che in R.O.S. La taratura in Watt è molto comoda perché permette di conoscere immediatamente la potenza incidente (trasmessa) e quella riflessa (perduta). Inoltre se al posto dell'antenna viene inserito un carico artificiale (che deve avere un'impedenza puramente ohmica uguale a quella caratteristica dell'accoppiatore stesso) l'accoppiatore direzionale può funzionare anche da wattmetro.
Il piccolo ingombro di un accoppiatore direzionale (specialmente per frequenze superiori ai 100 MHz), la versatilità e la sicura riproducibilità dei dati rende questo strumento di misura di grande interesse sia nella messa a punto del trasmettitore che nel controllo continuo dell'adattamento dell'antenna. La sua inserzione non produce perdite significative e può quindi essere sempre lasciato inserito nel circuito di antenna.

2) *Linee coassiali fessurate.*

Le linee coassiali fessurate sono strumenti di misura di classe notevolmente superiore a quella degli accoppiatori direzionali e devono essere considerati strumenti da laboratorio altamente professionali.
La loro caratteristica fondamentale è quella di fornire la tensione di picco (ventre di tensione, figura 88) dell'onda stazionaria che si forma all'interno di una linea coassiale per sovrapposizione dell'onda incidente (trasmessa) e dell'onda riflessa. Queste tensioni vengono prelevate da una sonda accordata alla frequenza di lavoro e dotata di un circuito di rilevazione che esplora, lungo una generatrice della linea coassiale ad impedenza costante formante la linea coassiale fessurata stessa, l'interspazio tra il conduttore interno e quello esterno (vedi 2.9).
Essendo l'influenza della sonda trascurabile rispetto al campo elettromagnetico presente all'interno della linea coassiale fessurata, è possibile raggiungere precisioni molto alte nella lettura di V_{max} e di V_{min} (figura 88). Essendo, come già detto, il R.O.S. uguale al rapporto tra queste due ultime tensioni (espressione 2.1), lo strumento indicatore di tensione associato alla sonda può essere tarato direttamente in R.O.S. oppure in attenuazione della potenza trasmessa (tabella 13).
Oltre alla misura del R.O.S. e a quelle direttamente ricavabili (tabella 13) la linea coassiale fessurata permette di determinare con grande precisione l'impedenza del carico sia esso reattivo o no e la frequenza di lavoro in quanto la distanza tra due minimi successivi dell'onda stazionaria è uguale alla metà della lunghezza d'onda.
La complessità della costruzione meccanica e l'alta precisione richiesta nella lavorazione meccanica stessa (con tolleranze dell'ordine del centesimo di mm) lo rendono uno strumento di difficile accessibilità. Tuttavia i dati che vengono da essa forniti sono praticamente gli unici disponibili nella risoluzione completa di tutti i problemi relativi all'adattamento di impedenza, alla costruzione di antenne ed alla misura di qualsiasi impedenza sia essa puramente ohmica che reattiva in particolar modo nel campo delle microonde.

3) *I misuratori a ponte.*

I misuratori di R.O.S. a ponte si basano sul circuito a ponte di figura 89. Questo circuito può essere considerato come un ponte di Wheatstone alimentato con tensione alternata a radio frequenza anziché con tensione continua. La resistenza R_1, R_2, R_C e R_A sono le resistenze dei quattro bracci del ponte. E_r è la tensione di alimentazione a radio frequenza e V è uno strumento indicatore di bilanciamento del ponte costituito di solito da un voltmetro in alternata oppure da un oscillografo).

Quando il ponte è bilanciato e cioè quando la tensione letta da V è nulla è valida la seguente espressione:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_C}{R_A} \qquad (2.4)$$

Se poniamo $R_1 = R_2$ e se indichiamo con R_C l'impedenza caratteristica del cavo coassiale e con R_A l'impedenza dell'antenna in condizioni di bilanciamento del ponte avremo $R_C = R_A$. Perciò realizzando praticamente il circuito di figura 90 in cui $R_1 = R_2 = R_C$ sono scelti uguali all'impedenza caratteristica del cavo di alimentazione antenna (di solito 52Ω o 75Ω) se l'indicatore di equilibrio V indica zero è certo che il R.O.S. è uguale a 1,0.
L'antenna sarà tanto meglio adattata (R.O.S. minimo) quanto più piccola è la tensione letta su V. Per V= 0 l'impedenza dell'antenna è uguale a quella del cavo coassiale di alimentazione e si ha il massimo trasferimento possibile di potenza dal trasmettitore all'antenna (salvo le perdite dielettriche).
Se invece l'indicatore V indica una tensione diversa dallo zero l'espressione (2.4) non è più valida ed il valore di V sarà semplicemente proporzionale (legge di Ohm) al rapporto R_C/R_A che, per impedenze di antenna puramente ohmiche, dà il valore del R.O.S. ([20])
E' così tracciabile il diagramma di figura 91 che permette, dal valore della tensione continua letta da V, di risalire al R.O.S. Per utilizzare il diagramma di figura 91 è necessario cortocircuitare l'uscita del misuratore a ponte e, variando la potenza di alimentazione antenna oppure variando la sensibilità del voltmetro V, farà coincidere l'ago dello strumento indicatore

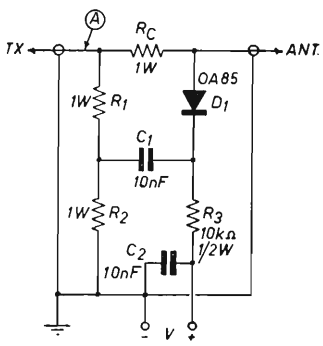


Figura 90

Schema elettrico misuratore di ROS a ponte per frequenze inferiori a 50 MHz.

([20]) Come già detto il ROS è uguale a R_C/R_A se $R_C > R_A$ oppure a R_A/R_C se $R_C < R_A$. (vedi espressioni 2.2 e 2.3), solo se R_C ed R_A, corrispondenti rispettivamente a Z_2 e Z_0, sono puramente ohmiche.

col fondo scala. Fatta questa taratura ed inserendo l'antenna al posto del cortocircuito si può determinare, tramite il diagramma di figura 91, il R.O.S.

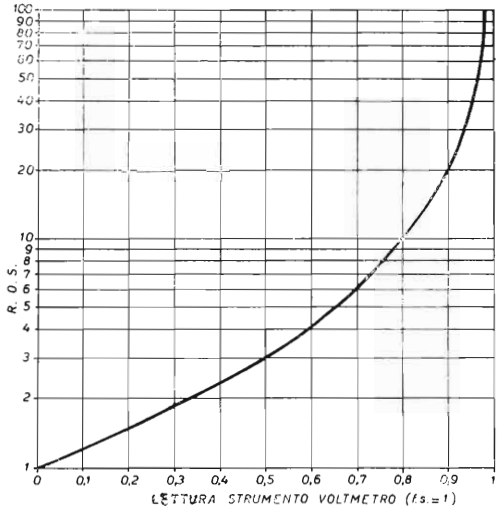


Figura 91

R.O.S. in funzione della lettura del voltmetro V (figura 90).

La misura del R.O.S. fatta con questo sistema è valida solo se sono verificate le seguenti due condizioni:

1) che la tensione a radio frequenza nel punto A di fig. 90 rimanga sempre la stessa sia durante la taratura che durante la lettura della tensione V di sbilanciamento del ponte. Per questo quando viene fatta la lettura di V è necessario riportare la tensione a radiofrequenza in A (figura 90), variando l'accoppiamento, allo stesso volare che aveva nella taratura a fondo scala.
2) che l'impedenza dell'antenna sia puramente ohmica altrimenti il R.O.S. non è più uguale al rapporto R_C/R_A.

Per questi motivi il metodo di misura del R.O.S. col sistema a ponte non può essere molto preciso e data la presenza delle resistenza R_1,R_2 e R_C e degli altri elementi direttamente connessi ai terminali di ingresso ed uscita non ne è consigliabile l'impiego per frequenze superiori ai 50 MHz.
Tornando allo schema di figura 90 il diodo D_1 ed il gruppo C_1, R_3 e C_2 costituiscono rispettivamente la rivelazione ed il filtro per la tensione di lettura bilanciamento.
Il circuito di figura 90 può essere tuttavia usato vantaggiosamente nell'adattamento delle antenne, in cui il principale scopo, non è quello di conoscere esattamente il valore del R.O.S., ma quello di ottenere il più piccolo valore possibile di R.O.S. Inoltre per valori di sbilanciamento vicini ad una tensione V nulla non è più necessario che la potenza a radio frequenza inviata all'antenna sia costante.

Rimane peraltro dimostrato che il misuratore a ponte non può dare direttamente la misura della potenza effettivamente irradiata dall'antenna, può solo dare informazioni sull'adattamento dell'antenna stessa al cavo di alimentazione.

2.8 - Accoppiatore direzionale per 144-432 MHz ([21])

E' stato sviluppato a scopo esemplificativo un accoppiatore direzionale di costruzione meccanica non troppo complessa e di adeguata precisione.
Il suo impiego può essere esteso a tutti i trasmettitori aventi potenza di uscita compresa tra 2W e 500W su un'impedenza di 52Ω per frequenze comprese tra 144 MHz e 432 MHz.
La sua inserzione non produce perdite significative in quanto l'accoppiatore direzionale consiste sostanzialmente in una linea coassiale a impedenza costante uguale a quella del cavo di alimentazione antenna.

Vista accoppiatore direzionale

L'impedenza caratteristica dell'accoppiatore direzionale qui presentato è di 52 Ω.

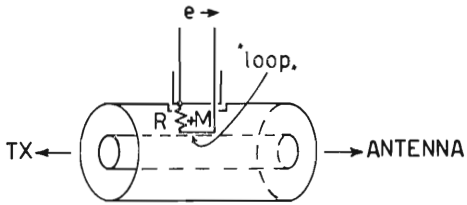


Figura 92

Accoppiatore direzionale con il « loop » orientato per la lettura dell'onda diretta all'antenna;
e→ è proporzionale alla tensione dell'onda diretta.

([21]) CD 11/67 pag. 811-813.

Nelle figure 92 e 93 è rappresentato schematicamente il circuito di accoppiamento costituito da una resistenza R, da un « loop » parallelo all'asse della linea coassiale e da un sistema di rotazione meccanica che permette di invertire la posizione di R rispetto al « loop » (nella direzione dell'antenna).
La freccia vicina a « e » indica il senso di circolazione della corrente a radio frequenza (« e » indica la tensione a radiofrequenza in uscita dall'accoppiatore).
Quindi « e→ » rappresenta la tensione diretta ed « ←e » quella riflessa.

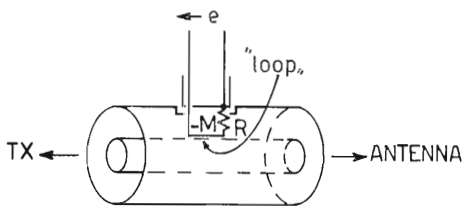
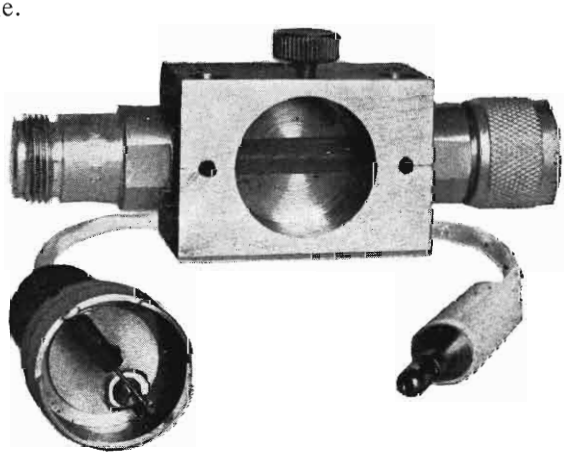


Figura 93

Accoppiatore direzionale con il « loop » orientato per la lettura dell'onda riflessa dall'antenna; ←e è proporzionale alla tensione dell'onda riflessa.

Inserendo il circuito di accoppiamento come in figura 92, la tensione « e→ » a radiofrequenza è proporzionale alla tensione diretta all'antenna; ruotando l'accoppiamento stesso di 180° (e cioè il supporto che lo sostiene) la tensione « ←e » è proporzionale alla tensione dell'onda riflessa (figura 93). Essendo poi il sistema a impedenza costante potremo conoscere mediante opportuna taratura, il valore della potenza diretta, della potenza riflessa e quindi anche del rapporto onde stazionarie.



L'accoppiatore direzionale aperto nelle sue due parti principali.

Vediamo di dimostrare come in effetti un tale circuito si comporti come un accoppiatore direzionale.

In figura 94 è rappresentato il circuito equivalente in cui:

E = tensione tra il conduttore esterno e quello interno (a radiofrequenza)

I = corrente nella linea (a radiofrequenza)

M = induttanza mutua tra il « loop » e il conduttore centrale della linea
C = capacità di accoppiamento ([22])
R = resistenza inserita (antiinduttiva)

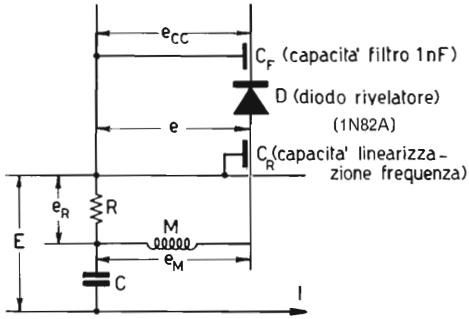


Figura 94

Schema equivalente accoppiatore direzionale, (vedi anche figura 95).

La resistenza R e il condensatore C funzionano come partitori di tensione a radio frequenza e tanto più bassa sarà C (cioè tanto più lontano è il « loop » dal conduttore centrale) tanto più alta sarà la sua reattanza e quindi tanto più bassa sarà la tensione e_R ai capi di R e più basso sarà il segnale inviato al rivelatore.
In altre parole la sensibilità dell'accoppiatore direzionale sarà tanto più bassa quanto più lontano sarà il « loop » dal conduttore centrale e viceversa per il contrario. Vedremo ora come è possibile, con un tale circuito, separare l'onda diretta da quella riflessa.
Se « e » (figura 94) è la tensione a radiofrequenza in uscita del sistema abbiamo:

$$e = e_R + e_M$$

in cui e_R ed e_M son rispettivamente le tensioni ai capi della resistenza e del « loop » che funziona come una reattanza induttiva. Il valore di e_R è approssimativamente uguale a RE/X_C in cui X_C è la reattanza capacitativo di C, come si deduce dalla applicazione della legge di Ohm se R è molto piccolo rispetto a X_C. ([23]) ([24]).
Si ha quindi:

$$e_R \cong RE \cdot \omega C \qquad 2.5)$$

([22]) La capacità C di accoppiamento è quella esistente tra il « loop » della sonda ed il conduttore centrale.
([23]) Infatti se $R \ll X_c$ si ha che $e_R \cong E$ perché la caduta di tensione ai capi di R sarà trascurabile rispetto a quella dovuta a X_c, che sarà quindi molto vicina a E; allora si può scrivere:

$$e_R = R\ i \cong R \frac{E}{X_c}$$

([24]) $x_c = \dfrac{1}{\omega C}$ in cui C è la capacità di figura 94, $\varphi = 2\pi f$ (cioè la pulsazione).

La tensione e_M sarà esprimibile (sempre sulla base della legge di Ohm e dell'espressione della reattanza induttiva) nel seguente modo:

$$e_M = I \cdot \omega (\pm M) \qquad 2.6)$$

in cui l'induttanza mutua ha segno positivo o negativo a seconda del senso di circolazione della corrente I.
Da 2.5) e 2.6) avremo:

$$e = e_R + e_M = \omega (CRE \pm MI) \qquad 2.7)$$

I componenti del circuito di accoppiamento sono scelti non solo per R molto piccolo rispetto a X_C, ma anche in modo che sia $CR = M/Z_o$ (Z_o è l'impedenza caratteristica della linea coassiale). In altre parole la lunghezza e la distanza del « loop » dal conduttore centrale vengono calcolate in modo da soddisfare a quest'ultima uguaglianza.
Introducendo questa espressione nella 3) si ha:

$$e = \omega \left(\frac{EM}{Z_o} \pm MI\right) = \omega M \left(\frac{E}{Z_o} \pm I\right) \qquad 2,8)$$

Cioè:

$$E = E_d + E_r \qquad I = \frac{E_d}{Z_o} - \frac{E_r}{Z_o} \qquad 2.9)$$

in cui E_d indica la tensione diretta e E_r quella riflessa.
Per sostituzione avremo:

$$e\rightarrow = \omega M \left(\frac{E}{Z_o} + I\right) = \omega M \left(\frac{E_d + E_r}{Z_o} + \frac{E_d - E_r}{Z_o}\right) =$$

$$= \frac{\omega M}{Z_o} (2\ E_d) \qquad 2.10)$$

$$\leftarrow e = \omega M \left(\frac{E}{Z_o} - I\right) = \omega M \left(\frac{E_d + E_r}{Z_o} - \frac{E_d - E_r}{Z_o}\right) =$$

$$= \frac{\omega M}{Z_o} (2\ E_r) \qquad 2.11)$$

Quindi le tensione di uscita a radiofrequenza dal circuito di accoppiamento sarà proporzionale solamente all'onda diretta (espressione 2.10), quando l'accoppiatore stesso sarà ruotato come in figura 92 e solamente all'onda riflessa nell'altro caso (figura 93).

Dalle 2.10) e 2.11) si vede che queste tensioni sono pure dipendenti dalla frequenza. Infatti $\omega = 2\pi f$. Allo scopo di rendere queste tensioni poco dipendenti dalla frequenza si inserisce in uscita verso la rivelazione una reattanza capacitiva (C_R figura 94) che è inversamente proporzionale alla frequenza.
Questa reattanza capacitiva ha quindi la funzione di linearizzare la risposta in frequenza della tensione « e ». Segue il circuito di rivelazione e di filtrazione che dà una tensione continua (e_{CC}, figura 94) leggibile direttamente a un microamperometro (figura 94 e figura 95), tarabile in watt.

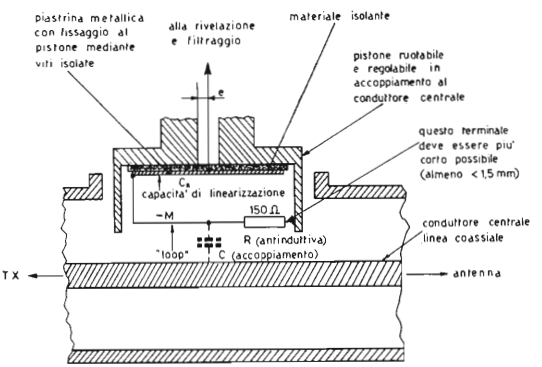


Figura 95

Disposizione di principio dei componenti dell'accoppiatore direzionale.
(Così orientato, la tensione a radiofrequenza indica la potenza riflessa dall'antenna).

È chiaro inoltre che aumentando l'accoppiamento tra il « loop » e la linea centrale aumenta la sensibilità dell'accoppiatore direzione. Questo determina un corrispondente aumento di C (figura 94) e perciò le condizioni $R \ll X_C$ e $CR = M/Z_0$ non saranno più valide. Ci si deve pertanto aspettare una diminuzione del segnale inviato al microamperometro di lettura al variare della frequenza oltre certi limiti.
I diagrammi di figura 96 indicano la risposta relativa a varie frequenze della potenza letta, regolando la distanza del « loop » in modo tale da avere come fondi scala 10 W, 100 W, e 500 W rispettivamente, per un accoppiatore direzionale dimensionato per 100 - 250 MHz.
Veniamo ora alla descrizione dell'accoppiatore direzionale nella sua realizzazione sperimentale.
Il tratto di linea coassiale a 52 Ω di impedenza caratteristica è stato ricavato da un blocco di ottone a forma di parallelepipedo quadrato, ricavando un foro centrale passante dello stesso diametro del cavo RG8 A/U dopo aver tolto la guaina di plastica e la calza della schermatura.

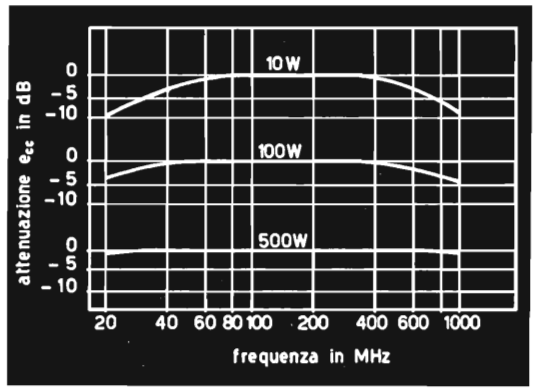


Figura 96

Risposta in frequenza per accoppiamenti del « loop » corrispondenti a 10 W, 100 W e 500 W f.s., con accoppiatore direzionale progettato per 100 ÷ 250 MHz.

Perpedicolarmente alla linea coassiale (figura 97) viene poi ricavato un secondo foro di maggior diametro del primo il cui fondo viene spinto fino ad asportare, per un certo tratto, il polietilene del RG8 A/U (figura 97).

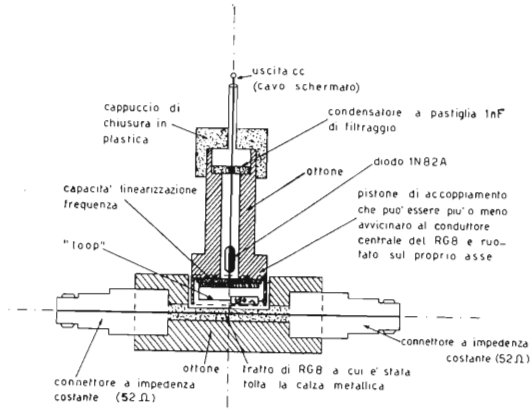


Figura 97

Sezione schematica dell'accoppiatore direzionale.

Nel foro così praticato viene alloggiato il circuito di accoppiamento, formato dalla resistenza R (150 Ω), dal « loop », che è costituito da un terminale di R stesso, dal condensatore di compensazione frequenza, dal diodo di rivelazione e dal condensatore di filtraggio radiofrequenza a pastiglia da 1 nF (figure 95 e 97).

Il circuito accoppiatore è sostenuto da un cilindretto cavo che può essere orientato in un senso o nell'altro rispetto al trasmettitore.

Il bloccaggio viene assicurato da una vite godronata.

Il limite di massima sensibilità si ha per l'accoppiamento massimo e corrisponde a un fondo scala di circa 8 W impiegando uno strumento da 50 μA a 3.800 Ω di resistenza interna.

Il limite di minima sensibilità si ha per il massimo disaccoppiamento e può arrivare fino a 1 kW.
Come indicato in figura 96, utilizzato con un fondo scala di 500 W, l'accoppiatore direzionale dà una risposta lineare entro 1 dB da 20 MHz a 1000 MHz.

2.9 - La linea coassiale fessurata ([25])

La linea coassiale fessurata, come già detto ha come scopo principale quello di dare informazioni sul trasferimento di energia a radio frequenza dal generatore al carico (cioè dal trasmettitore all'antenna). Per questo viene inseria, come tratto di linea coassiale, in serie alla linea coassiale stessa di alimentazione del carico.
La linea coassiale fessurata, nella sua forma più semplice, è formata da due tubi metallici concentrici in cui il rapporto fra i diametri delimitanti lo spazio compreso fra i due tubi stessi è tale da conferire alla linea coassiale stessa un'impedenza caratteristica uguale a quella della linea a cui viene collegata in serie (ad es. 2,4 per avere un'impedenza caratteristica di 52 Ω).

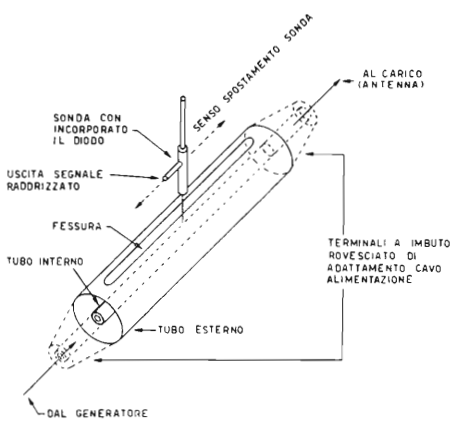
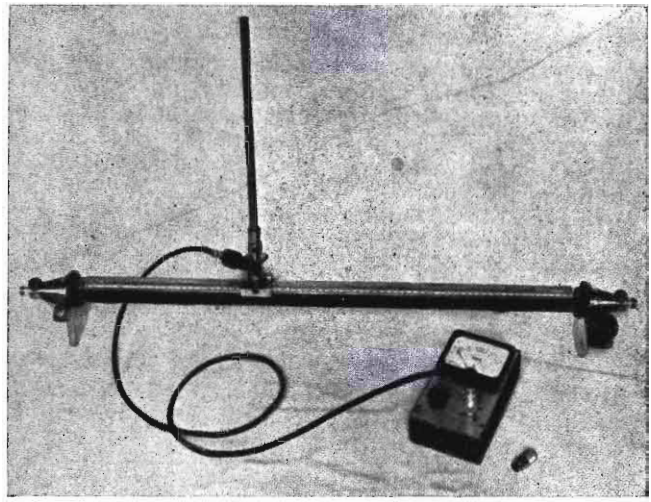


Figura 98

Schema di principio di una linea fessurata con sonda per il prelievo della tensione a radiofrequenza.

Lungo una delle generatrici del tubo esterno, cioè nel senso longitudinale parallelamente all'asse centrale del tubo stesso, viene praticata una fessura attraverso la quale è possibile introdurre una sonda (vedi più avanti) per il prelievo delle tensioni a radiofrequenza presenti nello spazio compreso tra i due tubi (figura 98 e 99).

([25]) CD 6/65 - pag. 331-334.



Linea coassiale fessurata completa di strumento di lettura.

Una slitta, sulla quale viene montato il supporto portasonda, che scorre su un piano parallelo all'asse centrale della linea stessa, permette il rilevamento delle tensioni suindicate lungo tutto il tratto interessato dalla fessura.

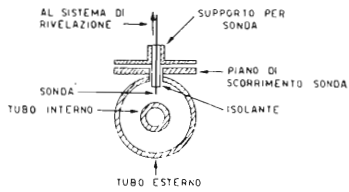
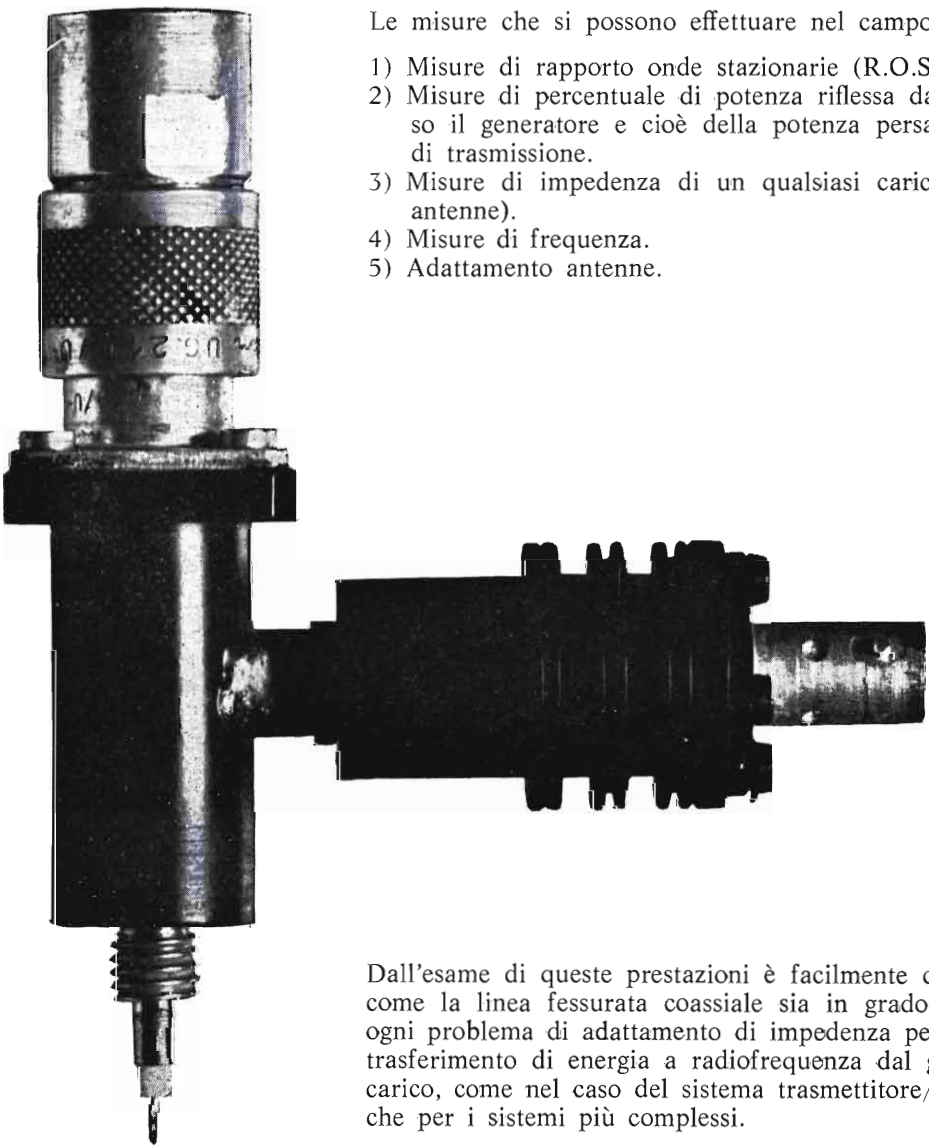


Figura 99
Sezione trasversale (di principio) della linea fessurata con assemblaggio schematico della sonda.

La linea coassiale fessurata non ha praticamente perdite di radiofrequenza poiché la fessura rappresenta solo una piccola parte dell'intero sviluppo della sezione del tubo esterno. Pertanto essa si comporta come una porzione di cavo coassiale avente come dielettrico l'aria. La sua impedenza caratteristica viene scelta uguale a quella dei cavi coassiali impiegati in ingresso e in uscita come alimentazione e carico rispettivamente. La sua presenza quindi non disturberà e non altererà il sistema in esame: dal punto di vista trasferimento di energia a radiofrequenza non determina alcun assorbimento significativo.



Sonda completa
di gruppo di rivelazione.

Le misure che si possono effettuare nel campo UHF sono:

1) Misure di rapporto onde stazionarie (R.O.S.).
2) Misure di percentuale di potenza riflessa dal carico verso il generatore e cioè della potenza persa nel sistema di trasmissione.
3) Misure di impedenza di un qualsiasi carico (ad es. di antenne).
4) Misure di frequenza.
5) Adattamento antenne.

Dall'esame di queste prestazioni è facilmente comprensibile come la linea fessurata coassiale sia in grado di risolvere ogni problema di adattamento di impedenza per il massimo trasferimento di energia a radiofrequenza dal generatore al carico, come nel caso del sistema trasmettitore/antenna, anche per i sistemi più complessi.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Uno dei problemi fondamentali per il quale la linea coassiale fessurata permette una facile e rapida soluzione è quello del trasferimento massimo possibile di energia a radiofrequenza dal generatori al carico di utilizzazione.
Il caso particolare che interessa i radioamatori è quello di trasferire la radiofrequenza dal trasmettitore all'antenna mediante un cavo coassiale (figura 100).

I motivi che conducono ad avere perdite sono due. Il primo è dovuto alle perdite dielettriche del cavo coassiale, perdite direttamente proporzionali alla sua lunghezza.
A questa perdita si può ovviare parzialmente sia accorciando il cavo che scegliendone il tipo adatto.
Il secondo è dovuto al disadattamento fra le impedenze del trasmettitore, del cavo coassiale e dell'antenna. In questo caso il massimo trasferimento di energia a radiofrequenza si ha solamente alla condizione che le tre impedenze suindicate siano fra loro uguali.
La condizione che l'impedenza del generatore sia uguale a quella caratteristica del cavo coassiale ([26]) è facilmente realizzabile e valutabile mediante manipolazione e lettura degli strumenti dello stadio finale del trasmettitore.
La condizione che l'impedenza dell'antenna sia uguale a quella caratteristica del cavo coassiale è invece poco facilmente valutabile specie nel campo UHF (300 ÷ 3000 MHz) ed è proprio a questo punto che interviene la linea coassiale fessurata.
Supponiamo quindi di avere un sistema come quello schematizzato in figura 100 in cui il cavo coassiale sia « chiuso » su una impedenza generica diversa dalla sua propria caratteristica. Come diretta conseguenza di ciò nel cavo coassiale si formeranno le così dette « onde stazionarie ».

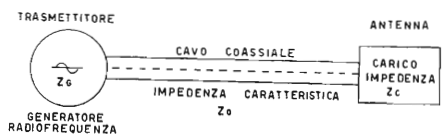


Figura 100

Sistema di trasferimento di energia a radiofrequenza dal generatore al carico (avente impedenza Z_c) mediante cavo coassiale avente impedenza caratteristica Z_o. Per $Z_G = Z_c = Z_o$ si ha il massimo trasferimento di energia.

Avremo pertanto l'onda stazionaria delle tensioni a radiofrequenza e quella delle correnti a radiofrequenza. Il loro andamento è illustrato in figura 101.
L'insorgere di questo fenomeno dipende dal fatto che l'impedenza del carico della linea coassiale riflette una parte delle radioonde in arrivo rimandandole verso il generatore. Il carico (e quindi l'antenna) si comporta come se fosse uno specchio semitrasparente.

([26]) L'impedenza caratteristica di una linea coassiale (fessurata o no) dipende solo dalle sue dimensioni geometriche (rapporto fra i diametri dei due conduttori) e dal tipo di dielettrico impiegato. Ad esempio una linea coassiale avente 52 Ω di impedenza caratteristica ha un rapporto fra i diametri di 2,4 se il dielettrico è aria e di 3,5 se il dielettrico è il teflon compatto.

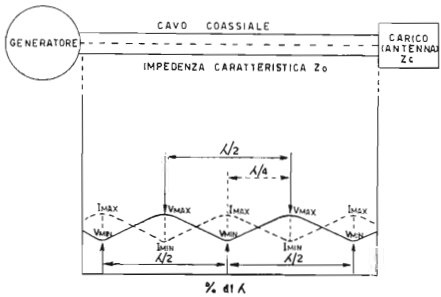


Figura 101

Rilievo del diagramma di onde stazionarie di tensione (curva continua) e di corrente (curva tratteggiata) lungo un tratto di linea coassiale, nel caso che $Z_c \neq Z_o$. Il rapporto onde stazionarie è dato da V_{max}/V_{min}
Come si vede, il diagramma di onde stazionarie di tensione è esattamente uguale a quello di corrente, ma ne risulta spostato di $\lambda/4$.
(λ = lunghezza d'onda).

L'onda di ritorno (riflessa) crea, per battimento, con l'onda prodotta dal generatore (incidente), le onde stazionarie, caratterizzate da un alternarsi di minimi e massimi come mostrato in figura 101 (vedi anche 2,7).
La linea fessurata coassiale permette di determinare il rapporto fra i massimi e i minimi di tensione nonché la loro posizione.
Dalla conoscenza di questo rapporto e dalla posizione dei minimi potremo risolvere il problema dell'adattamento delle antenne, conoscere il percento di potenza riflessa dall'antenna (e quindi perduta) e misurare la frequenza del generatore stesso.
La misura della frequenza viene fatta impiegando la linea fessurata coassiale aperta oppure chiusa su un cortocircuito. In queste condizioni il disadattamento è massimo e le onde stazionarie saranno fortemente esaltate. Come diretta conseguenza i minimi sono molti ben definiti e la misura della distanza fra due minimi successivi risulta facile.

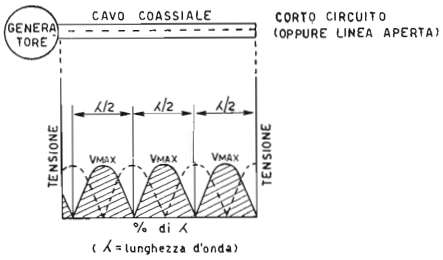
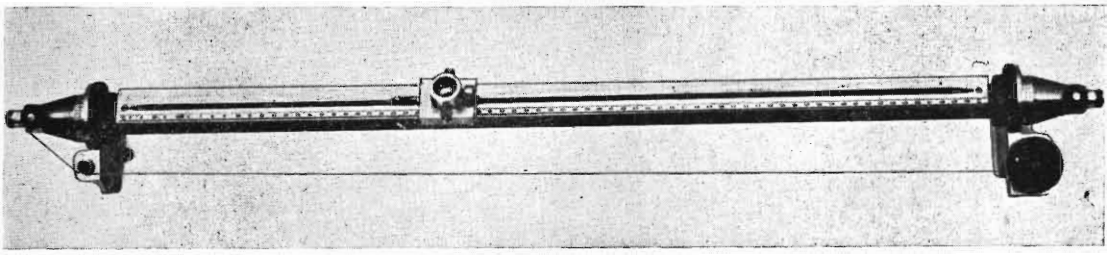


Figura 102.

Diagrammi di onde stazionarie di tensione nel caso in cui la linea coassiale (fessurata o no) venga lasciata aperta (linea tratteggiata) oppure chiusa su un cortocircuito (linea continua).
Il R.O.S in queste condizioni è teoricamente infinito.

Essendo poi la distanza fra due minimi successivi uguale alla metà della lunghezza d'onda il calcolo della frequenza è immediato. Infatti: f = 150/L (f = frequenza in MHz e L = distanza fra due minimi successivi in metri).
In figura 102 è illustrata la forma delle onde stazionarie di tensione che si ha in questo caso.
La linea coassiale fessurata può essere immaginata come una particolare linea coassiale in cui è stata aperta una fessura per estrarre e misurare i potenziali del campo elettro-



Linea coassiale fessurata senza la sonda.

magnetico interno, ai fini suindicati, in modo però che la fessura e il sistema per il prelievo dei potenziali non alterino il campo elettromagnetico stesso.

LE CARATTERISTICHE E LE PRESTAZIONI

La linea coassiale qui presentata ha una fessura di lunghezza utile di 65 cm. Cioè la sonda può essere fatta scorrere per una lunghezza massima di 65 cm. La frequenza minima di funzionamento è di 300 MHz.
La frequenza massima di funzionamento è di 3000 MHz.
La sonda per il prelievo e la misura del potenziale a radiofrequenza è di tipo capacitivo accordabile mediante una linea coassiale con corto circuito regolabile come descritto più avanti.
Per rendere meno importante la tolleranza di lavorazione, la linea coassiale fessurata è di dimensioni relativamente grandi: il tubo interno ha il diametro esterno di 10 mm mentre quello esterno ha il diametro interno di 24 mm. Essendo il rapporto dei diametri di 2,4 (vedi il paragrafo precedente) l'impedenza della linea fessurata sarà di 52 Ω.
Lo strumento di misura è costituito da un microamperometro da 25 μA (fondo scala) avente resistenza interna di 2.700 Ω, con la scala graduata direttamente in R.O.S. per renderne rapida la lettura.
La potenza minima di eccitazione per mandare lo strumento a fondo scala è di pochi mW, ed il segnale non è necessario che sia modulato.
La potenza massima inviabile all'ingresso della linea, specialmente se questa è aperta o chiusa su un corto circuito non deve essere superiore ai 100 mW. Nel caso che si disponga di potenze superiori occorre inserire un attenuatore.
Le prestazioni principali della linea coassiale fessurata come già detto sono: determinazione del R.O.S., determinazione del % della potenza riflessa dall'antenna, determinazione dell'impedenza di un qualunque carico, la determinazione delle frequenze e l'adattamento delle antenne.

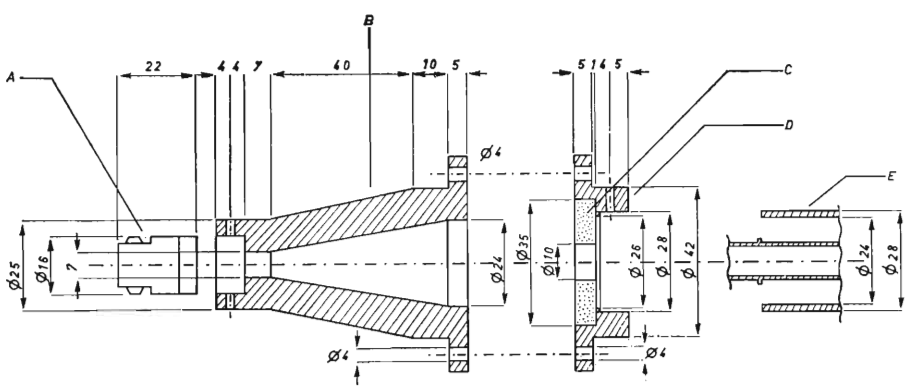
LA COSTRUZIONE MECCANICA

La costruzione meccanica della linea coassiale fessurata è senza dubbio alquanto complessa, anche se a prima vista potrebbe sembrare il contrario.
Come già descritto, si tratta di realizzare un insieme formato da due tubi coassiali con le estremità raccordate per il collegamento con i connettori a impedenza costante (UG-21B/U) (serie N della V.E.A.M. di Milano) di cui quello esterno porta una fessura ricavata per fresatura.
Sul tubo esterno, in corrispondenza alla fessura, è stata saldata una striscia di ottone di 3 mm di spessore ugualmente fessurata per assolvere la funzione di piano di scorrimento per il carrello portasonda.
Tutta la linea fessurata ha in ogni suo punto un'impedenza costante di 52 Ω. Solo a questa condizione la linea stessa può funzionare.
Nella figura 103 è disegnata una sezione di uno dei due terminali della linea coassiale fessurata che risponde alla necessità di mantenere l'impedenza costante.
Come si vede da questa figura quando il dielettrico è l'aria il rapporto dei diametri è 2,4 mentre quando il dielettrico è il teflon il rapporto è 3,5.
La linea fessurata coassiale è simmetrica avendo i due terminali uguali.

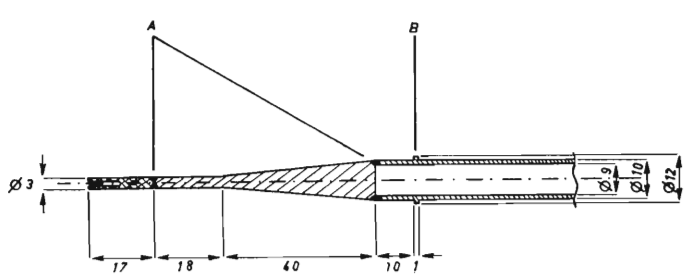
Figura 103

Sezione raccordo terminale linea fessurata coassiale da 52 Ω di impedenza caratteristica
A) Adattatore tubo esterno linea fessurata.
A - Connettore UG 22 B/U a cui è stata tolta la flangia con riduzione della lunghezza a 22 mm.
B - Riduzione a impedenza costante 52 Ω.
C - Anello teflon di sostegno e centratura tubo interno.
D - Flangia tubo esterno linea fessurata.
E - Tubo esterno linea fessurata.
B) Spinotto interno saldato al tubo interno della linea fessurata.
A - Saldatura a stagno.
B - Anello saldato.

A)



B)



La tensione a radiofrequenza presente nella linea viene prelevata da una sonda montata su un carrello che viene azionato, mediante carrucole e filo di nylon per il trascinamento, da una manopola che ne assicura l'uniformità dello spostamento lungo la guida.
Nella sonda è incorporato il diodo di rivelazione che può essere indifferentemente l'1N23B oppure l'1N21B e un condensatore da 20 pF come primo by-pass per la radio frequenza.

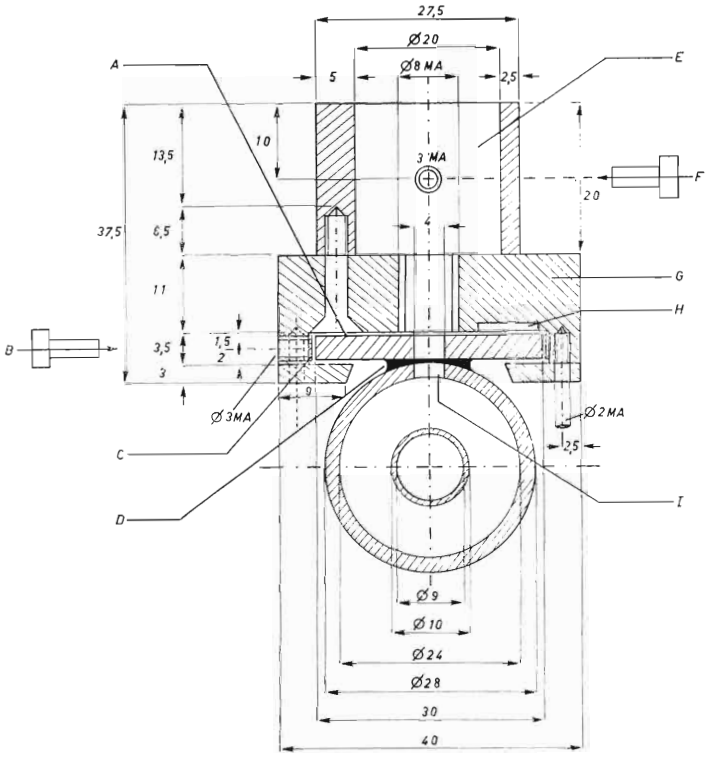


Figura 104 - A

Carrello porta sonda.
Sezione trasversale comprendente la linea coassiale fessurata.
A - Piano di scorrimento.
B - Vite arresto carrello.
C - Molla di centraggio.
D - Saldatura.
E - Alloggiamento sonda.
F - Vite arresto sonda.
G - Spazio per vite bloccaggio ghiera.
H - Spazio per metro lineare.
I - Fessura.
Materiale: ottone.

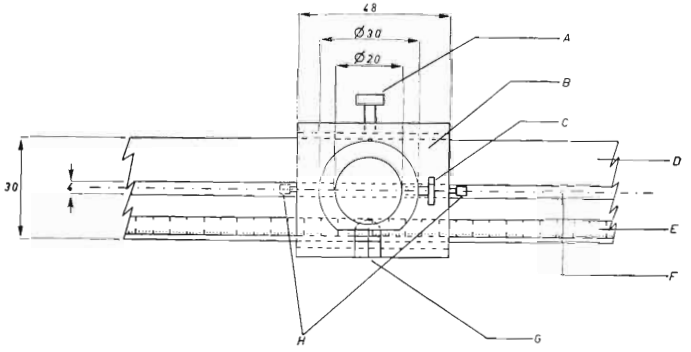


Figura 104 - B

Vista dall'alto del carrello porta sonda.
A - Vite arresto carrello.
B - Carrello porta sonda.
C - Vite arresto sonda.
D - Piano di scorrimento.
E - Metro lineare.
F - Fessura.
G - Feritoia lettura metro.
H - Viti di trascinamento.
Materiale: ottone.

Il segnale rivelato viene portato allo strumento di lettura mediante un cavo schermato, e letto come tensione continua. Questa tensione è compresa tra 0 e 100 mV per motivi che verranno chiariti più avanti (« la misura del R.O.S. »).

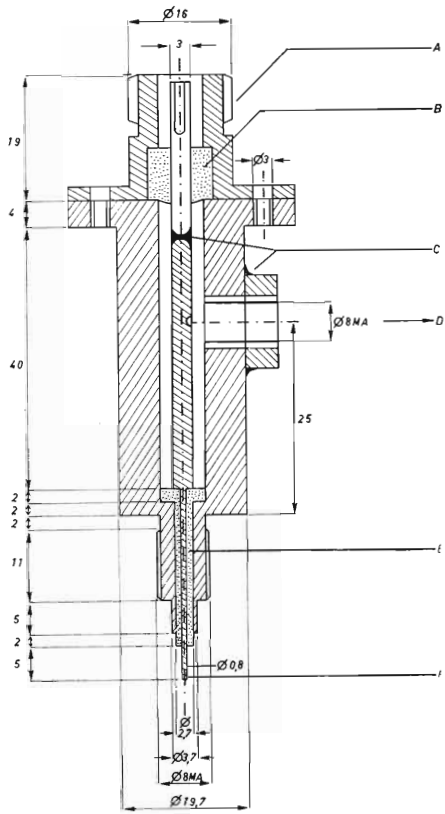


Figura 104 - C

Sezione trasversale sonda per il prelievo della tensione a radiofrequenza dalla linea fessurata.
A - Presa per stub UG-58 A/U
B - Teflon
C - Saldatura a stagno.
D - Al diodo 1N23B.
E - Teflon.
F - Terminale sonda.

La figura 104 (A - B - C - D) illustra chiaramente, mediante una sezione trasversale, il carrello portasonda, la sonda e la linea coassiale di rivelazione.
Sul piano di scorrimento è stata sistemata una scala graduata in millimetri che permette una lettura precisa al mezzo millimetro.
La sonda viene avvitata nel carrello portasonda in modo da regolare a piacere la distanza della punta della sonda stessa da un minimo di 1 mm a un massimo di 5 mm dal tubo centrale e bloccata mediante la vite di arresto (figura 104).
La sonda porta nella parte superiore una presa coassiale a impedenza costante (UG-58 A/U) (serie N della V.E.A.M. Milano) per inserire una piccola linea coassiale dotata di corto circuito spostabile detta « stub » (figura 105).

La funzione dello « stub » è quella di accordare la sonda [27] Affinché la sonda non alteri la distribuzione del campo elettromagnetico nell'interno della linea coassiale fessurata è necessario che la sua impedenza sia più alta possibile. Dato che lo stub equivale a un circuito accordato avente un coefficiente di merito molto alto (nel nostro caso superiore a 1000) potremo dire che in posizione di accordo l'impedenza della sonda stessa sarà molto alta e non influenzerà la distribuzione del campo suindicato.
Il punto di inserimento del diodo (figura 104c - 104d - 107) è stato predisposto per uscire a bassa impedenza e per meglio adattare il diodo stesso.

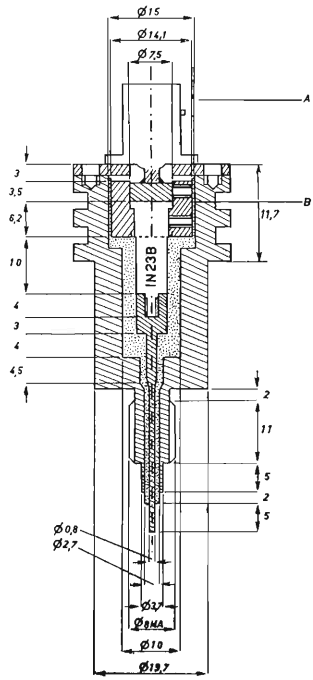


Figura 104 - D

Contenitore coassiale per diodo rivelatore (1N23B oppure 1N21B) e condensatore da 20 pF per il primo filtraggio della radiofrequenza.
Questo contenitore va avvitato mediante il filetto da 8 MA al foro laterale filettato 8 M della sonda (figura 104 - C).
A - Presa BNC per l'uscita verso il misuratore.
B - Il condensatore da 20 pF di by-pass ha come dielettrico il teflon (0,5 mm di spessore)

---

[27] Lo STUB viene accordato a λ per le frequenze superiori (λ = lunghezza d'onda).

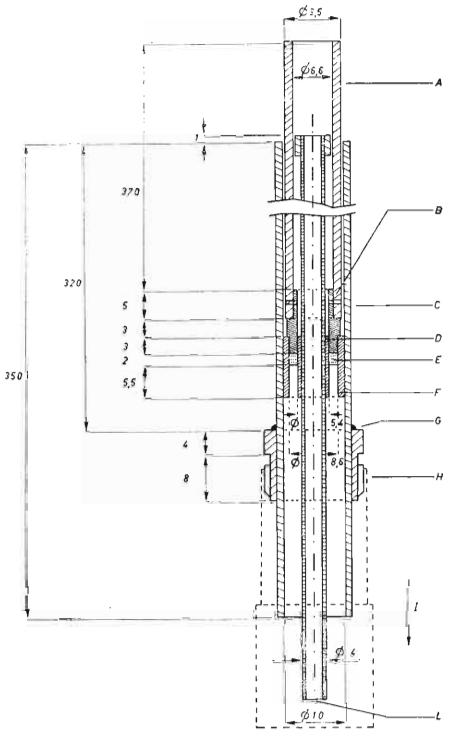


Figura 105

«Stub» per l'accordo della sonda. Il corto circuito della linea coassiale è regolabile. Vedi anche le fotografie corrispondenti.
A - Tubo di resina acrilica o altro materiale isolante che fa muovere il corto circuito interno.
B - Chiodi di fissaggio per il corto circuito coassiale mobile.
C - Corto circuito coassiale mobile.
D - Contatto strisciante per il tubo interno.
E - Rondella teflon.
F - Contatto strisciante per il tubo esterno.
G - Saldatura.
H - Ghiera (che fa parte del connetore UG-21 B/U) da avvitare al connettore UG-21 B/U.
I - Connettore da avvitare alla presa UG-58 A/U che si trova nella parte superiore della sonda.
L - Terminale saldato allo spillo del connettore UG-21 B/U.
Materiale: ottone eccetto il tubo in resina acrilica e le rondelle in teflon.

Figura 106

Circuito equivalente dello « stub »
A - Sonda capacitiva.
B - Verso il misuratore.

Il circuito equivalente è schematizzato in figura 106.
La possibilità di avvicinare più o meno la punta della sonda al tubo centrale della linea coassiale, permette di dosare il segnale di uscita a seconda della misura da eseguire.

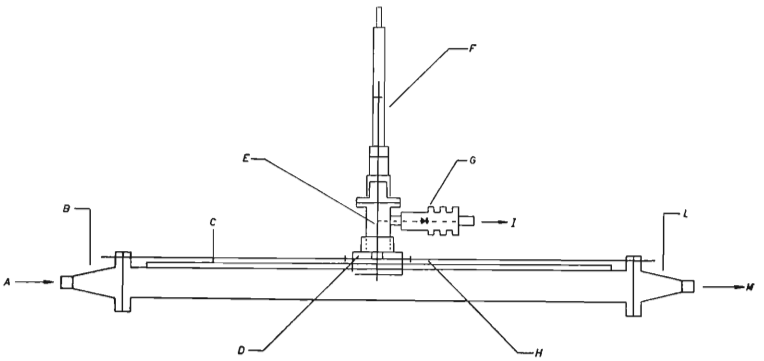


Figura 107

Assemblaggio componenti linea coassiale fessurata.
A - Generatore trasmettitore.
B - Adattatore.
C - Piano di scorrimento sonda.
C - Carrello porta sonda.
E - Sonda.
F - « Stub ».
G - Diodo 1N23B rivelatore.
H - Funicella di trascinamento.
I - Uscita strumento di misura.
L - Adattatore.
M - Carico (Antenna).

In figura 107 è schematizzata la linea coassiale fessurata con l'indicazione dei vari componenti. Il materiale di costruzione è l'ottone salvo che per gli anelli di sostegno del tubo centrale che sono in teflon.

LO STRUMENTO INDICATORE

La tensione continua dopo la rivelazione viene inviata allo strumento indicatore il cui circuito è mostrato in figura 108. Si tratta di un semplice circuito di filtro per la radiofrequenza con possibilità di regolare, solo per piccoli spostamenti dell'indice, il fondo scala del microamperometro.

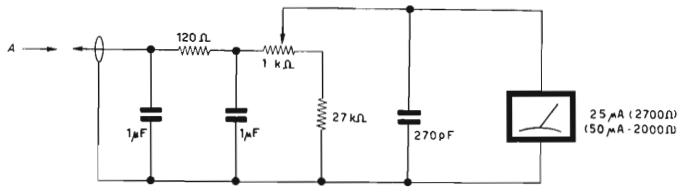


Figura 108

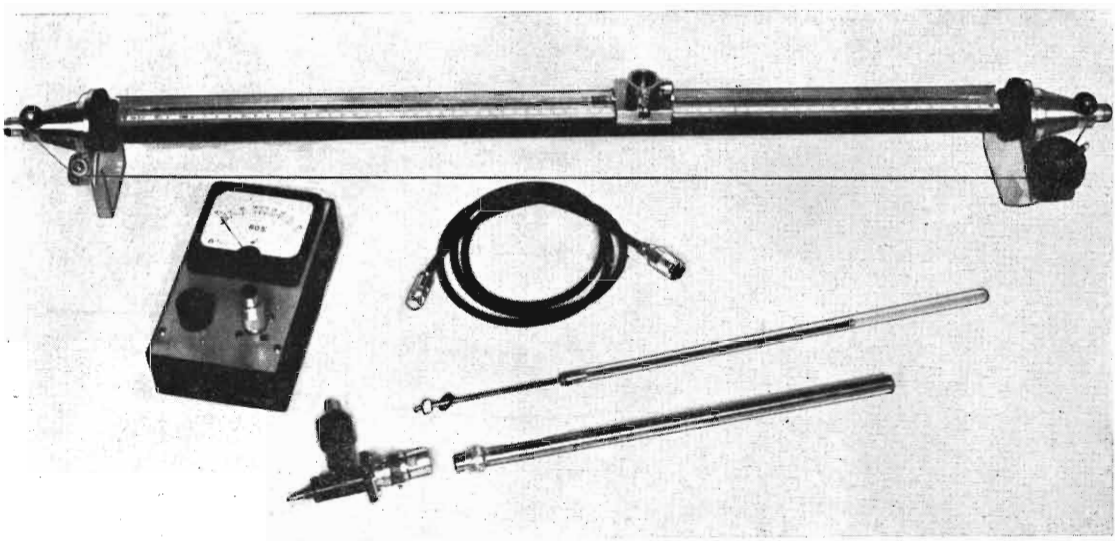
Circuito strumento indicatore.
Il potenziometro da 1 kΩ NON deve essere a filo.
A - Dal diodo.

Come microamperometro è stato impiegato uno strumento da 25 μA avente una resistenza interna di 2.700 Ω.
Nella posizione di minor sensibilità lo strumento va a fondo scala con 98 mV in ingresso.
Il microamperometro è stato precedentemente graduato in R.O.S. per rendere veloce e comoda tale determinazione.
In mancanza di un tale strumento può essere impiegato anche un microamperometro avente fondo scala di 50 μA, purché la sua resistenza interna non superi i 2.000 Ω.
Usando uno strumento a scala lineare si può avere direttamente il R.O.S. con l'ausilio del diagramma di figura 109.

IL CONTROLLO DELLA LINEA COASSIALE FESS.

Terminata la costruzione meccanica della linea coassiale fessurata è necessario fare un collaudo per controllare in particolar modo la presenza di riflessioni interne quando la linea stessa venga alimentata a radiofrequenza.
Queste riflessioni potrebbero dipendere specialmente dagli adattatori terminali (figura 103) che in qualche punto potrebbero non essere del tutto a impedenza costante.
È quasi praticamente impossibile realizzare una linea coassiale fessurata assolutamente esente da riflessioni interne e perciò si cerca di limitarle il più possibile.
Il collaudo verrà effettuato facendo una misura di R.O.S. quando la linea stessa venga chiusa su un carico avente la sua stessa impedenza. Nel nostro caso si utilizzerà una resi-

stenza da 52 Ω il cui valore si mantenga inalterato fino a 3000 MHz.
Il controllo sarà ritenuto soddisfacente quando il R.O.S. misurato in queste condizioni sia inferiore a 1,2.



Linea coassiale fessurata completa di tutti gli accessori.

LA MISURA DEL R.O.S.

Il R.O.S. (rapporto onde stazionarie) viene determinato come rapporto tra la tensione massima e quella minima letta facendo scorrere la sonda lungo la fessura, quando la linea coassiale fessurata sia interposta tra un generatore e un carico. Faremo come esempio il caso in cui il carico sia l'antenna.
Data la presenza di perdite dovute al cavo la linea coassiale fessurata dovrà essere inserita il più possibile vicino all'antenna. La distanza massima possibile non dovrebbe superare qualche lunghezza d'onda. Usando il cavo RG8A a 1.300 MHz il tratto di cavo che collega l'uscita della linea fessurata all'antenna non dovrebbe essere superiore al metro.

Premesso ciò il R.O.S. verrà così determinato:

— accordare la sonda agendo sullo « stub » per il massimo di tensione continua rivelata;
— regolare la distanza della punta della sonda dal tubo centrale della linea coassiale fessurata in modo da avvicinarsi il più possibile al fondo scala del microampero-

metro impiegato, in corrispondenza di un massimo di tensione. Questa tensione di uscita non deve mai superare per nessun motivo i 100 mV perché altrimenti la curva di risposta del diodo non è più quadratica ([28]) e la misura del R.O.S. sarebbe errata;

— ruotare la manopola che si trova sullo strumento indicatore fino a centrare esattamente il fondo scala;

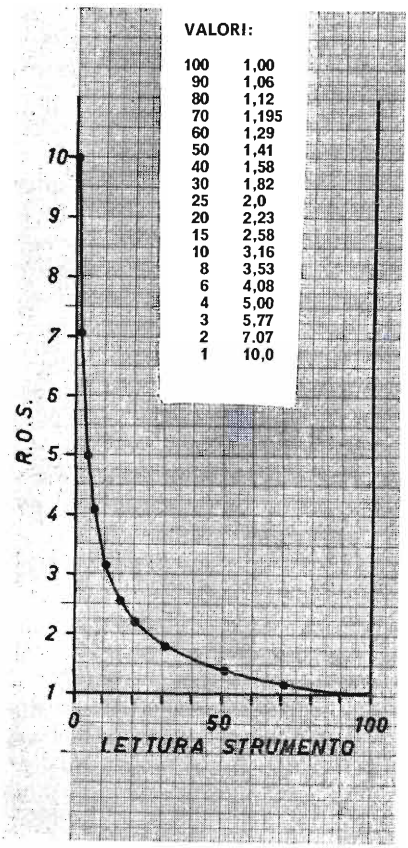


Figura 109

Il rapporto onde stazionarie (R.O.S.) in funzione delle letture dello strumento (vedi testo).

([28]) Il motivo per cui la tensione di uscita dopo la rivelazione non deve superare i 100 mV è che la legge quadratica di dipendenza della tensione continua da quella a radiofrequenza è valida solo da 0 a 100 mV. Oltre questo valore la legge non è più quadratica e non permette di tracciare diagrammi a priori come quello di figura 109. Questa legge quadratica può così venire espressa: La tensione continua rivelata è proporzionale al quadrato della tensione a radio frequenza. Esempio: se la tensione continua letta varia del doppio la tensione a radiofrequenza sarà variata del quadruplo.

— fare scorrere la sonda fino a trovare un minimo di tensione e leggere questo valore sulla scala del microamperometro. Nel caso che lo strumento abbia una scala già graduata in R.O.S. questa lettura darà immediatamente il R.O.S.
Nel caso generale basterà portare il valore letto (in divisione centesimale) sull'asse orizzontale del diagramma di figura 100 per avere il corrispondente valore del R.O.S. ricercato sull'asse verticale. La lettura sarà ugualmente comoda e rapida.

Come esempio pratico supponiamo di avere letto sulla scala del microamperometro il valore 50 (f.s. 100) in corrispondenza di un minimo di tensione, previa esecuzione delle altre regolazioni. Riportando questo valore sull'asse orizzontale del diagramma di figura 109 potremo leggere il corrispondente valore del R.O.S. sull'asse verticale, che sarà 1,41.

LA MISURA DELLA PERCENTUALE DI POTENZA RIFLESSA DAL CARICO

La misura del R.O.S. permette la rapida conoscenza del % di potenza riflessa dall'antenna mediante il diagramma di figura 110 o la tabella n. 13.
Facciamo qualche esempio:

1) Valore di R.O.S. trovato: 1.2.
Cerchiamo nel diagramma di figura 110 (curva % potenza riflessa) il valore corrispondente a 1,2 nell'asse verticale. Troveremo 0,83 %. Quindi la potenza riflessa è del 0,83 % (vedi anche la tabella 13). L'adattamento dell'antenna sarà soddisfacente.
2) Valore di R.O.S. trovato: 2.
Procedendo come per l'esempio n. 1 troveremo un percento di potenza riflessa dall'antenna dell'11,1 %. In altre parole oltre alle perdite dielettriche avremo una perdita dell'11,1 % causata dal disadattamento dell'antenna. Il risultato in questo caso dovrà essere ritenuto insoddisfacente e si deve cercare di migliorarlo agendo sull'antenna stessa.

Nel diagramma di figura 110 accanto alla curva « percento potenza riflessa » è stata tracciata la curva « coefficiente di riflessione (K) che rappresenta il rapporto fra la tensione della radioonda riflessa e quella della radioonda incidente. Il coefficiente di riflessione può quindi variare da 0 a 1, mentre il R.O.S. può variare da 1 a infinito. Fra K e R.O.S. esiste la seguente relazione:

$$\text{R.O.S.} = \frac{1 + K}{1 - K}$$

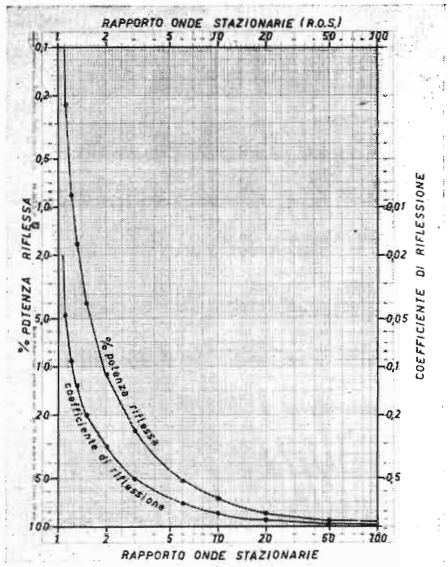


Figura 110

Percento della potenza riflessa dal carico e coefficiente di riflessione in funzione del R.O.S.

La conoscenza del coefficiente di riflessione dà un'idea dell'ampiezza della tensione dell'onda riflessa: tanto più grande sarà il suo valore tanto più forte sarà l'onda riflessa e quindi tanto magigori saranno le perdite.
Come esempio citeremo due casi:

K = 0 (equivalente a R.O.S. = 1): non esiste onda riflessa e l'adattamento è perfetto;
K = 1 (equivalente a R.O.S. = infinito): il carico riflette al 100 % l'onda incidente e si ha il massimo disadattamento.

LA MISURA DELL'IMPEDENZA DEL CARICO

Prima di eseguire la misura della impedenza del carico bisogna determinare se la sua componente ohmica è maggiore oppure minore della impedenza caratteristica della linea coassiale fessurata.
Nel caso particolare che la impedenza da misurare sia puramente ohmica (come nel caso di un'antenna accordata alla sua frequenza di risonanza) la misura stessa è molto semplice quando si sia determinato il R.O.S.
Infatti, in questo caso se indichiamo con Z_0 l'impedenza caratteristica della linea coassiale fessurata e Z_c quella del carico puramente ohmico inserito in uscita alla linea stessa si ha:

1) Se $Z_c > Z_0$ $\quad Z_c = Z_0 \cdot [\text{R.O.S.}]$
2) Se $Z_c < Z_0$ $\quad Z_c = Z_0 / [\text{R.O.S.}]$

Facciamo qualche esempio:

1) sia $Z_0 = 50\,\Omega$ e R.O.S. $= 3$; se $Z_c > Z_0$ si ha $Z_c = 150\,\Omega$ e se $Z_c < Z_0$ si ha $Z_c = 16{,}67\,\Omega$;
2) sia $Z_0 = 50\,\Omega$ e R.O.S. $= 1$: in ogni caso $Z_c = 50\,\Omega$.

Vediamo ora come è possibile sapere se l'impedenza del carico è maggiore oppure minore di quella caratteristica Z_0 e ancora se è solamente ohmica.
Per questo, prima di esaminare il carico, è necessario sostituirlo con un corto circuito coassiale. A tale scopo può venire impiegato un corto circuito costruito come lo « stub » di figura 105, con il corto circuito mobile spostato completamente verso il connettore UG-21 B/U in modo che la lunghezza interna della linea coassiale cortocircuitata sia più breve possibile. Naturalmente in questo caso la lunghezza dello « stub » potrà essere anche di pochi centimetri.
Il corto circuito viene messo al posto del carico da esaminare e si determina la posizione di uno qualunque dei minimi possibilmente nella zona centrale della linea fessurata coassiale. Si toglie ora il corto circuito e si mette il carico determinando la posizione di uno dei nuovi minimi formatisi. Indicando con x_o la distanza fra i minimi fatti rispettivamente col corto circuito e col carico potremo distinguere i tre seguenti casi:

1) Se $x_o = 0$ si ha $Z_c < Z_0$ (se R.O.S. $\neq 1$);
2) Se $x_o = \lambda/4$ (λ = la lunghezza d'onda si ha $Z_c > Z_0$ (se R.O.S. $\neq 1$);
3) Se x_o è compreso tra 0 e $\lambda/4$ l'impedenza di carico non è solamente ohmica, ma ha anche una componente reattiva e il metodo di determinazione suindicato non può venire applicato.

Nel caso particolare in cui il carico sia l'antenna il verificarsi del caso 3 indica semplicemente che l'antenna stessa è fuori accordo, per cui bisognerà agire sui dispositivi di accordo al fine di ricadere nel caso 1) o 2).
La determinazione dell'impedenza anche per il caso 3) è possibile, ma di trattazione troppo complessa.
Come esempio supponiamo di alimentare la linea con 432 MHz corrispondenti a circa una lunghezza d'onda di 70 cm. Se x_o sarà 0, 17,5 cm oppure compreso tra questi due valori cadremo rispettivamente nei casi 1), 2), 3).
Saputo questo, applicando le formule precedenti a seconda che si sia verificato il caso 1) o quello 2) si ricaverà l'impedenza.

LA MISURA DELLA FREQUENZA

Questa è la più semplice, in quanto basta moltiplicare per due la distanza fra due minimi successivi che si hanno chiudendo la linea coassiale fessurata su un corto circuito (oppure lasciandola aperta) per avere la lunghezza d'onda erogata dal generatore.
Per avere la frequenza in MHz si applicherà la formula:
f (in MHz) = 150/L (L = distanza tra due minimi successivi in metri).
Come già detto, la precisione della misura dipende unicamente dalla precisione della scala graduata millimetrica usata per la misura della distanza.
La sensibilità della linea coassiale fessurata qui illustrata quando trovi impiego come ondametro, è di pochi milliwatt (per mandare lo strumento indicatore a fondo scala). Per questo si presta molto bene alla misura della frequenza dell'oscillatore locale di qualunque ricevitore nella gamma 300 ÷ ÷ 3000 MHz, quando venga accoppiata mediante un qualunque « link » ([29]).

L'ADATTAMENTO DELLE ANTENNE

L'uso della linea coassiale fessurata inserita tra il cavo di alimentazione e l'antenna permette di dare molte informazioni sull'adattamento di quest'ultima.

Il cattivo adattamento di un'antenna dipende da due fattori:

1) L'antenna non lavora alla sua frequenza di risonanza.
2) L'impedenza dell'antenna, pur essendo ohmica, non è uguale a quella caratteristica del cavo di alimentazione.

Il verificarsi di queste condizioni crea disadattamento e quindi perdite di potenza emessa.
Applicando la linea coassiale fessurata determineremo il R.O.S. e la distanza x_o secondo quanto descritto nei paragrafi corrispondenti. (Determinazione del R.O.S. e dell'impedenza del carico).

Avremo i seguenti casi:

1) $x_o = 0$ (oppure inferiore al 2 % della lunghezza d'onda) e R.O.S. inferiore a 1,5.
   L'antenna può considerarsi sufficientemente adattata e la sua frequenza di lavoro coincide con quella di risonanza.

([29]) L'accoppiamento può venire fatto chiudendo la linea coassiale fessurata con una spira di filo di rame (lunghezza: 3 ÷ 4 cm.).

Un miglioramento (abbassamento del R.O.S.) potrà essere ottenuto agendo sugli adattatori (stub, balun, gamma match, etc.).

2) x_0 uguale a un quarto di lunghezza d'onda (oppure se ne discosta per una distanza inferore al 2 % della stessa lunghezza d'onda) e R.O.S. inferiore a 1,5.
Il caso è perfettamente analogo al precedente, e vale quanto si è già detto per esso.

3) x_0 compreso tra 0 e un quarto di lunghezza d'onda e R.O.S. inferiore a 1,5.
L'antenna può considerarsi sufficientemente adattata però la sua frequenza di lavoro non coincide con quella propria di risonanza. Un miglioramento potrà essere ottenuto variando le dimensioni geometriche dell'antenna stessa (p. es. la lunghezza del dipolo ripiegato; la distanza fra gli elementi, etc.)

4) Come il caso 1) e 2) ma R.O.S. maggiore di 1,5.
L'antenna non è ben adattata pur lavorando alla sua frequenza di risonanza: bisognerà agire come per il caso 1).

5) x_0 compreso tra 0 e un quarto di lunghezza d'onda e il R.O.S. maggiore di 1,5.
Quest'ultimo caso rappresenta la peggior condizione possibile in quanto per ottenere un buon adattamento bisognerà agire sia sugli adattatori che sulle dimensioni geometriche dell'antenna. Quando si presenta questo caso significa che l'antenna è stata calcolata male.

Concludendo potremo dire che l'uso della linea coassiale fessurata sarà indispensabile nel campo UHF (300 ÷ 3000 MHz) quando si voglia risolvere qualsiasi problema di adattamento di impedenza.

2.10 - Misuratori di frequenza

Il più semplice strumento per la misura della frequenza consiste in un circuito risonante ad induttanza-capacità, accordabile sulla gamma desiderata ed avente una scala tarata direttamente in valori di frequenza.
Questo misuratore di frequenza è del tipo ad assorbimento in quanto preleva una piccola parte dell'energia a radiofrequenza irradiata dal circuito in esame, essendo la frequenza stessa determinata per l'accordo corrispondente all'assorbimento massimo.

Il circuito è schematizzato in figura 111.

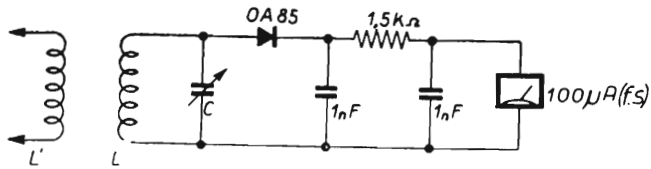


Figura 111

Schema elettrico del misuratore di frequenza ad assorbimento (L' fa parte del circuito di cui si vuole determinare la frequenza di lavoro).

La misura della frequenza viene effettuata accoppiando la bobina L alla bobina L' del circuito oscillante o generatore di radiofrequenza. Perciò nei misuratori di frequenza del tipo ad assorbimento la bobina L del circuito risonante è sistemata all'esterno del contenitore metallico, al fine di rendere possibile un facile accoppiamento.
Questo tipo di strumento non è in grado di dare misure molto precise perché il coefficiente di merito del circuito LC (figura 111) non può essere spinto ad un valore sufficientemente alto da evitare l'indeterminazione di lettura in corrispondenza alla posizione di accordo. La stessa presenza del circuito di rivelazione e del microamperometro di lettura contribuisce ad abbassare il coefficiente di merito di LC (figura 111).
Ciò nonostante questo misuratore di frequenza è uno strumento molto utile. È compatto, poco costoso, di facile realizzazione e non richiede alcuna alimentazione. Il suo funzionamento è sempre assicurato e non esistono possibilità di dubbio sulle misure fornite.
La precisione della lettura di frequenza è tanto più alta quanto più lasco è l'accoppiamento tra L e L' (figura 111). La tecnica della misura consiste pertanto nel realizzare un accoppiamento stretto tra L e L' in modo da avere una ampia deflessione dell'indicatore del microamperometro e quindi nel allontanare gradualmente L, riaccordando di volta in volta LC, fino alla più piccola deflessione ancora apprezzabile.
In casi particolari il misuratore di frequenza può anche essere dotato del circuito per l'eventuale ascolto in cuffia della modulazione (figura 111 A).

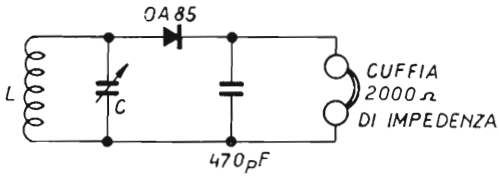


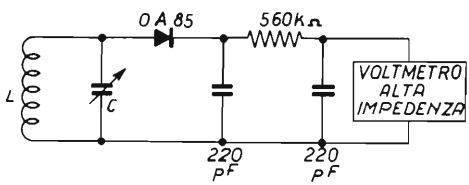
Figura 111 A

Schema elettrico del misuratore di frequenza ad assorbimento per l'ascolto della modulazione del segnale sintonizzato da LC.

In altri casi ancora il frequenzimetro può anche non essere dotato del circuito di rivelazione e del microamperometro. È il caso della misura di frequenza di un circuito oscillante o di uno stadio amplificatore a tubi termoionici per radio frequenza in cui sia presente un misuratore di corrente anodica. Quando il frequenzimetro è accoppiato in modo lasco col circuito accordato di placca, la corrente anodica subirà un piccolo aumento in corrispondenza all'accordo del circuito risonante del frequenzimetro stesso.
In casi di questo genere il frequenzimetro consiste semplicemente di un circuito formato da un condensatore variabile e da un'induttanza collegata in parallelo.
Un modo semplice per tarare un frequenzimetro è quello di confrontarlo ad un ricevitore. Per fare ciò è necessario disporre di un oscillatore a frequenza variabile (che copra la gamma desiderata) determinando la frequenza contemporaneamente sul ricevitore e sul frequenzimetro. Procedendo punto per punto è possibile tarare per varie gamme il frequenzimetro stesso.

Figura 112

Schema elettrico di un frequenzimetro associato ad un voltmetro elettronico a tubi termoionici (oppure allo stato solido) avente per la portata voltmetrica di 3 V f.s. un'impedenza di ingresso superiore a 5 MΩ.



Un miglioramento può essere realizzato inserendo al posto del microamperometro (figura 112) un voltmetro elettronico ad alta impedenza di ingresso che permette di rendere più sensibile e quindi più preciso il frequenzimetro, in quanto abbassa la corrente assorbita dal circuito oscillante o dal generatore di cui si vuole determinare la frequenza. Infatti aumentare la resistenza di carico del circuito di rivelazione significa aumentare il coefficiente di merito del circuito risonante del frequenzimetro. Lo schema di principio è illustrato in figura 112.
L'uso di un voltmetro elettronico allo stato solido con alimentazione a pile costituisce un'interessante soluzione. Infatti l'alimentazione e tutto il circuito stesso del voltmetro elettronico possono essere alloggiati nello stesso contenitore metallico del frequenzimetro.
Un tale frequenzimetro sarà pertanto molto compatto e pur offrendo gli stessi vantaggi che si hanno con l'uso di un voltmetro elettronico a tubi termoionici esterno, risulta di impiego molto più pratico.

Il campo di frequenza entro cui un frequenzimetro ad assorbimento avente il circuito risonante parallelo (figure 111 e 112) può funzionare va da 500 kHz ad un massimo di 450 MHz.

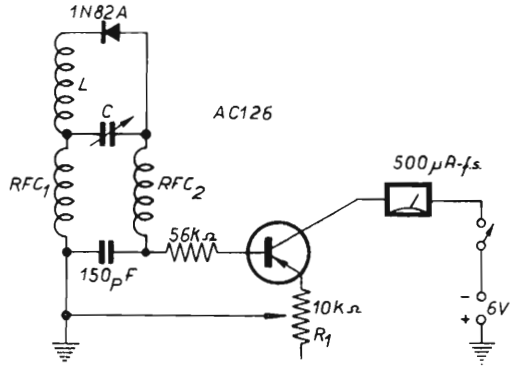


Figura 113

Schema elettrico misuratore di frequenza da 140 MHz a 700 MHz

Per valori di frequenza superiori a 450 MHz si può ricorrere a circuiti risonanti in serie, come quello mostrato in figura 113, che possono giungere fino a 900 MHz. Il misuratore di frequenza illustrato in figura 113 può funzionare da 140 MHz a 700 MHz. I suoi principali componenti sono:

C	2-8 pF
L	da 2 a 1 spira in rame argentato (diam. 2 mm) aventi lunghezza variabile da 75 mm a 13 mm e distanza tra gli interassi di 10 mm (vedi figura 113A).
RFC_1-RFC_2	10 spire filo di rame isolato affiancate (diametro 0,35 mm) avvolte su tubetto di materiale isolante avente diametro di 4 mm.
R_1	potenziometro di regolazione sensibilità. Quando è tutto incluso il transistore AC126 è praticamente interdetto.

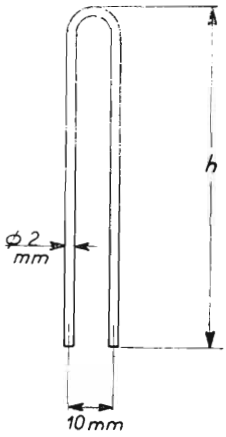


Figura 113 A

Bobina L (figura 113) ad una spira in rame argentato in h può variare a seconda della frequenza desiderata da 75 mm a 13 mm.
Per h= 13 mm la frequenza di risonanza del frequenzimetro è di circa 700 MHz con C completamente aperto (figura 113)

In figura 113A sono riportati i dati costruttivi della bobina L del misuratore di frequenza di figura 113.
Per i valori di frequenza superiori a 900 MHz si può ricorrere ai circuiti risonanti a costanti distribuite (linee coassiali o cavtà risonanti) oppure alle linea coassiale fessurata già descritta (2.9).
Utilizzando questi circuiti è possibile fare misure di frequenza fino a 30-40 GHz (30.000-40.000 MHz).
A scopo dimostrativo è stato realizzato un frequenzimetro a circuito risonante parallelo con voltmetro elettronico allo stato solido incorporato funzionante da 1,7 MHz a 229 MHz (vedi 2.11).

2.11 - Frequenzimetro allo stato solido da 1,7 MHz a 229 MHz ([30])

Come esempio di applicazione è stato realizzato un frequenzimetro allo stato solido costituito (figura 114) di un circuito risonante parallelo, di un circuito di rivelazione e di un millivoltmetro in corrente continua ad alta impedenza di ingresso allo stato solido.

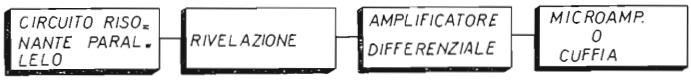
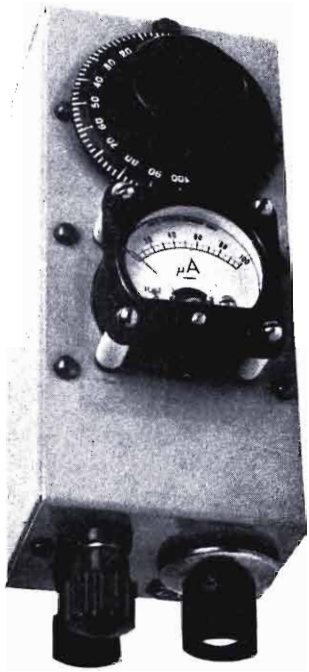


Figura 114

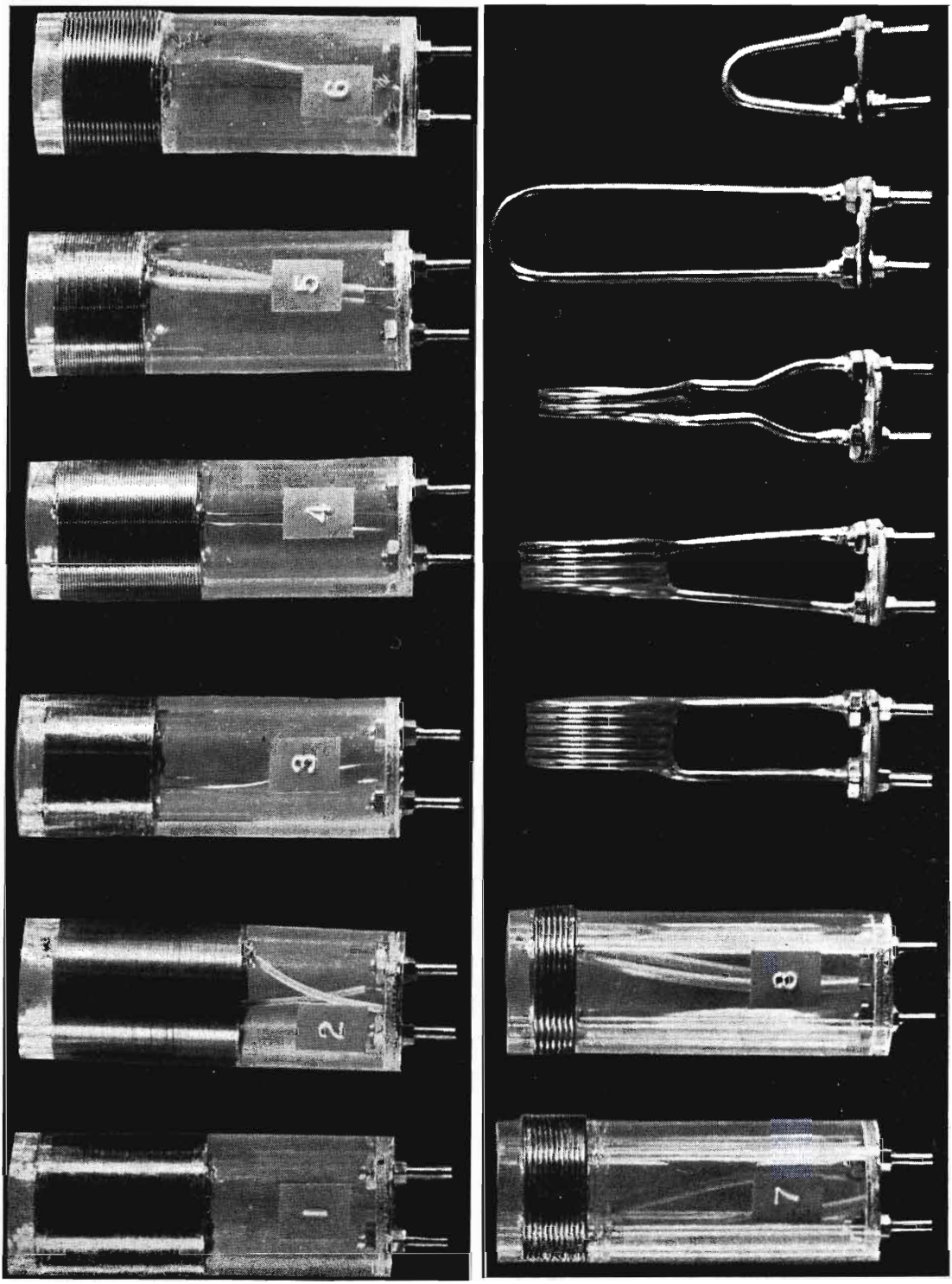
Circuito a blocchi del frequenzimetro.

L'uso di questo frequenzimetro data la sua sensibilità permette di effettuare misure prelevando una parte di energia assolutamente trascurabile dal generatore di cui si vuole misurare la frequenza e per questo la sua precisione è relativamente alta (vedi 2.10).
Questo frequenzimetro può funzionare oltre che come misuratore di frequenza anche come rivelatore di campo rendendone utile l'impiego nel controllo del funzionamento degli oscillatori, nella neutralizzazione degli stadi finali di potenza a radio frequenza e nel controllo delle frequenze spurie eventualmente presenti nel segnale emesso da un trasmettitore.



Frequenzimetro 1,7 MHz - 229 MHz

([30]) CD 7/63 pag. 388-400.



Bobine intercambiabili

Le caratteristiche principali di questo frequenzimetro sono le seguenti:

1) Copertura continua in 13 gamme da 1,7 MHz a 229 MHz.
2) Semplicità costruttiva e circuitale.
3) Misura della frequenza del segnale rivelato mediante l'uso di diagrammi leggendo la posizione di accordo su una sola scala graduata centesimale (vedi anche le fotografie). Vengono così eliminate tutte le difficoltà inerenti la costruzione di quadranti a più scale.
4) Massima espansione delle gamme (sono in tutto 13). Con questo accorgimento anche senza la demoltiplica del comando del condensatore variabile di accordo, risulta facile la ricerca della frequenza stessa.
5) Possibilità di impiego di qualsiasi altro microamperometro in sostituzione di quello inserito nel contenitore metallico purché abbia una portata fondo scala compresa tra 50 μA e 1000 μA.
6) Possibilità di ascolto in cuffia del segnale rivelato.

La precisione ottenibile con questo frequenzimetro è legata in primo luogo alla fedeltà di riproduzione delle bobine intercambiabili mostrate nelle fotografie ed all'impiego dello stesso tipo di condensatore variabile ed in secondo luogo al modo di impiego del frequenzimetro stesso (vedi 2.10 ed oltre).
Sarà abbastanza facile contenere l'errore massimo entro il ± 3 %. La taratura potrà essere verificata per accoppiamento con un « Grid Dip Meter » di precisione adeguata (almeno ± 2 %) o meglio mediante oscillatori controllati a quarzo.

IL CIRCUITO

In figura 115 è schematizzato il circuito elettrico. La radiofrequenza indotta su L_1 (intercambiabile e posto all'esterno del contenitore metallico) viene sintonizzata da C_1 e rivelata

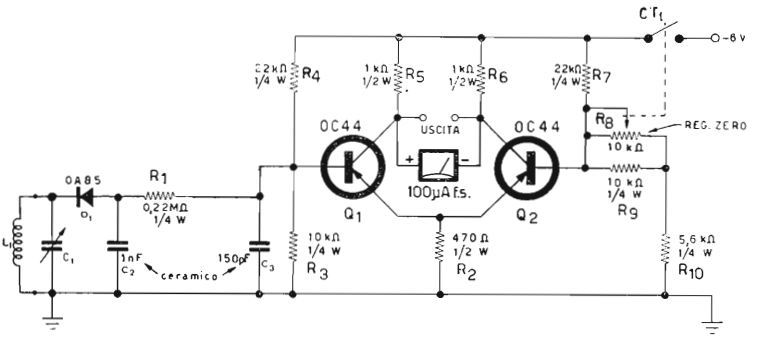


Figura 115

Schema elettrico
del frequenzimetro 1,73 - 229 MHz

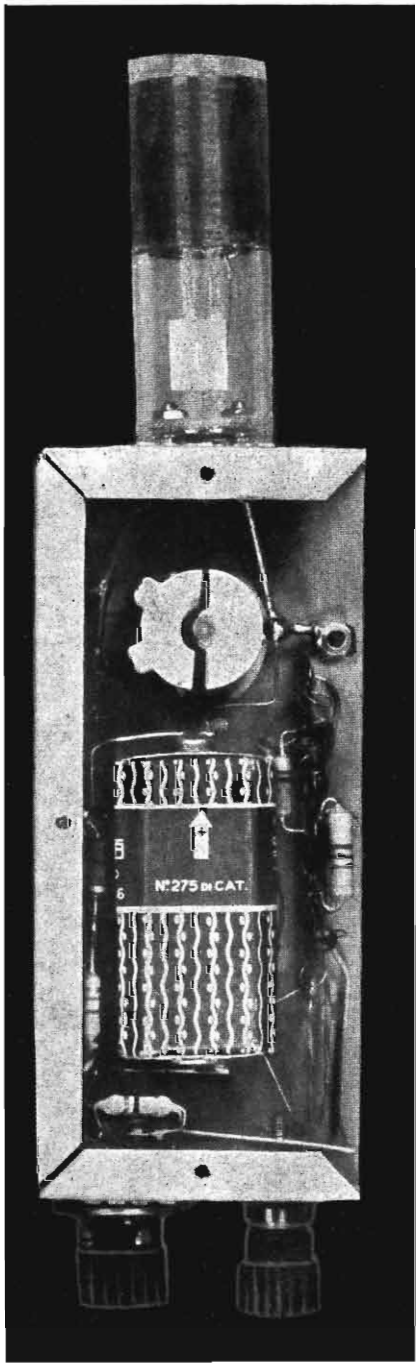
da D_1. Il condensatore C_2 ha lo scopo di livellare il valore di picco della tensione a radio frequenza presente all'uscita di D_1. Perciò ai capi di C_2 è presente una tensione continua (oppure di bassa frequenza se il segnale sintonizzato è modulato in ampiezza) proporzionale alla tensione a radio frequenza esistente ai capi di C_1.
Il gruppo R_1-C_3 ha la funzione di ridurre la radio frequenza residua ed insieme a D_1 e C_2 costituiscono il gruppo di rivelazione.
Il segnale così rivelato e livellato al valore di picco viene inviato all'ingresso di un amplificatore differenziale formato da Q_1 e Q_2 (figura 115) in cui il microamperometro di lettura viene inserito tra i rispettivi collettori. Il circuito di questo amplificatore, termicamente compensato, ha una corrente di assorbimento di circa 10 μA (nel circuito di ingresso) necessaria per mandare a fondo scala lo strumento di 100 μA. Ciò equivale ad una sensibilità di 100 kΩ/V, più che sufficiente per non abbassare il coefficiente di merito del circuito risonante L_1C_1 in maniera apprezzabile.
L'azzeramento dell'amplificatore differenziale viene fatto agendo sul potenziometro R_8 direttamente accessibile sul contenitore (vedi fotografie). Il potenziometro R_8 comanda anche l'interruttore di accensione CT_1. La tensione di alimentazione è di 6 V con assorbimento totale di circa 5 mA. Dalle fotografie è visibile il tipo di pila impiegato.
Inserendo tra i morsetti di uscita (posti in parallelo al microamperometro) una cuffia (con impedenza compresa tra 500 Ω e 2000 Ω) è possibile ascoltare l'eventuale modulazione del segnale rivelato.

Caratteristiche di impiego e dati costruttivi.

I diagrammi allegati rappresentano le curve relative alle 13 gamme corrispondenti a ciascuna bobina.

Gamma	1	1,73	—	2,78 MHz
»	2	2,50	—	4,00 MHz
»	3	3,50	—	5,60 MHz
»	4	4,85	—	7,80 MHz
»	5	6,80	—	10,7 MHz
»	6	9,55	—	15,4 MHz
»	7	14,8	—	23,2 MHz
»	8	22,6	—	53,3 MHz
»	9	31,4	—	51,0 MHz
»	10	42,3	—	69,5 MHz
»	11	66,0	—	110,5 MHz
»	12	91,0	—	165,0 MHz
»	13	120,0	—	229,0 MHz

Le bobine 1-8 devono essere avvolte su tubo di materiale isolante.



Frequenzimetro - interno; visibile il condensatore variabile e i due spezzoni « tarati » che lo collegano alle bobine e di cui si parla nel testo.

Per il frequenzimetro qui presentato è stato usato il Plexiglass per la sua facile lavorabilità meccanica e per la sua facile saldabilità con una soluzione di Plexiglass stesso in cloroformio.
Al fine di ottenere risultati riproducibili, cioè di poter usufruire delle curve di pretaratura è indispensabile che il gruppo LC, con i suoi terminali e fili di collegamento venga costruito nel modo più vicino possibile al modello qui presentato. Così i fili (∅ 2 mm) che collegano i terminali della presa bobina al variabile devono avere la seguente lunghezza:

— filo di massa 25 mm
— filo « caldo » 30 mm con saldatura per il diodo a 10 mm dal terminale del variabile sospeso rispetto a massa.

Questi due fili dovrebbero essere preferibilmente argentati.
Il condensatore ceramico da 1000 pF (lato freddo) e il rotore del variabile devono essere messi a massa nello stesso punto (vedi fotografia interno).
Tutta la parte rimanente del circuito può essere fatta anche diversamente dal modello senza che ciò debba compromettere la precisione della pretaratura. La lettura sulla manopola graduata viene fatta usando come riferimento la vite di ottone (vedi fotografia parte superiore esterna) il cui taglio è disposto perpendicolarmente alla manopola stessa. Ruotando si ha così l'esplorazione di tutte le graduazioni. Nel montaggio, per ottenere l'allineamento con le curve di pretaratura, la posizione « 0 » deve coincidere esattamente con la massima apertura del rotore.

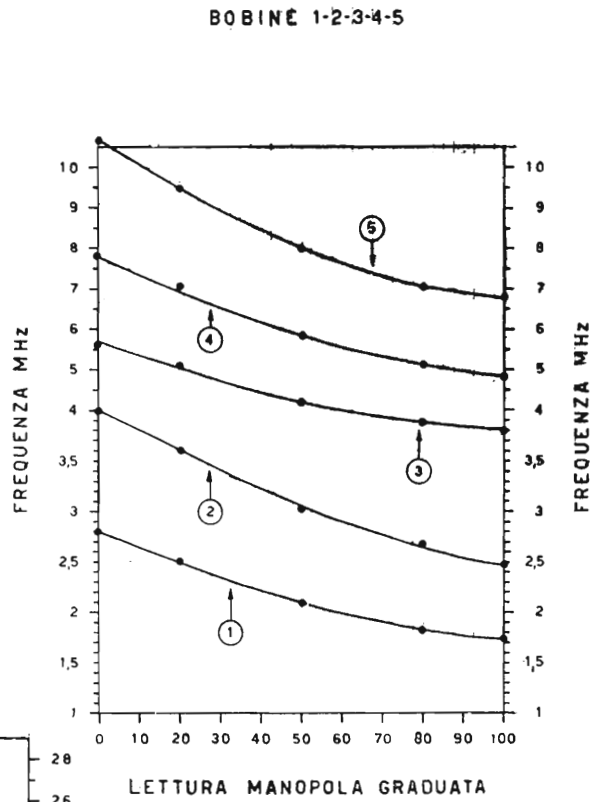
Uniche raccomandazioni sono ancora le seguenti:
— inserire il diodo (OA85) col catodo (striscia bianca) verso il terminale caldo del condensatore da 1000 pF.
— controllare la polarità della pila (positivo a massa) prima dell'inserzione.

Per comodità di esecuzione sperimentale si è preferito saldare la pila direttamente ai poli. La pila stessa viene poi tenuta in sede tra il coperchio del potenziometro di attenuazione e il fondo della scatola con l'interposizione di uno spessore in gomma.
Per l'impiego corretto dell'ondametro si deve operare come segue:

— Inserire la bobina relativa alla gamma desiderata nella apposita presa.
— Chiudere l'interruttore di accensione (fine corsa verso sinistra manopola « ZERO ») e azzerare lo strumento mediante la manopola stessa « ZERO ».
— Avvicinare la bobina dell'ondametro al campo di radiofrequenza in esame (es. bobina oscillatrice).

Figura 116

Diagrammi relativi alle bobine 1, 2, 3, 4 e 5.



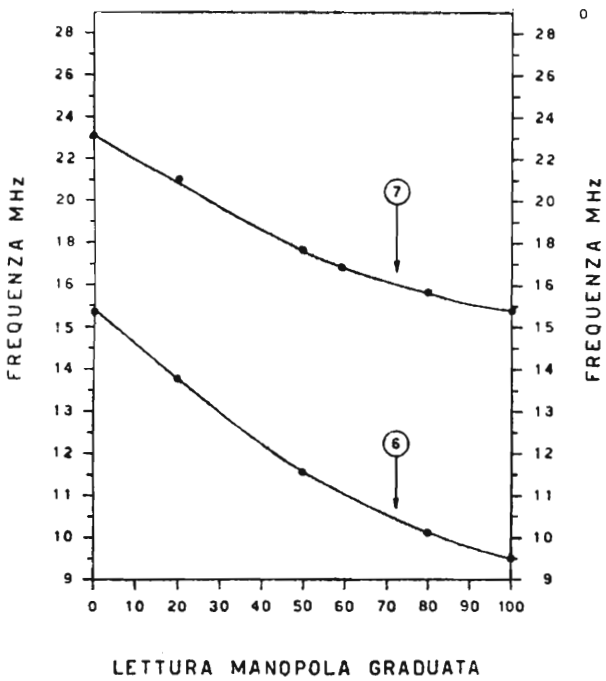
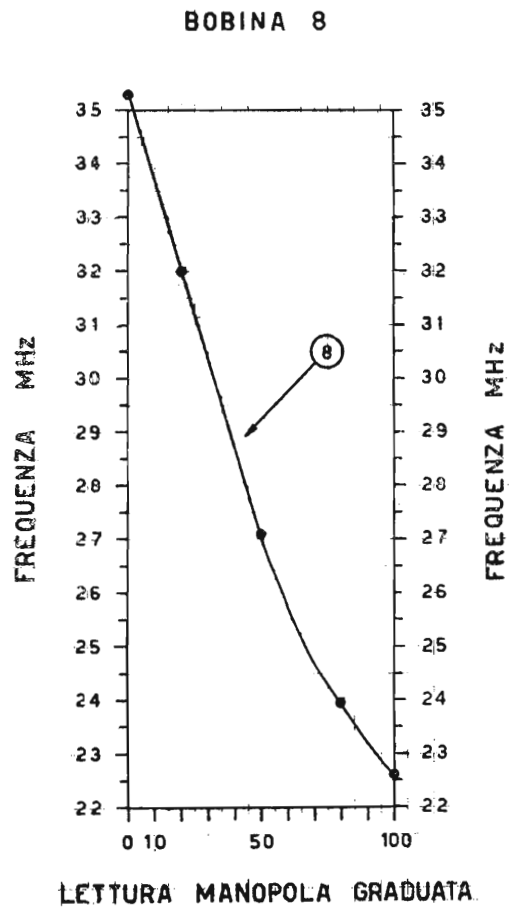


Figura 117

Diagrammi relativi alle bobine 6 e 7.

Figura 118

Diagramma relativo alla bobina 8



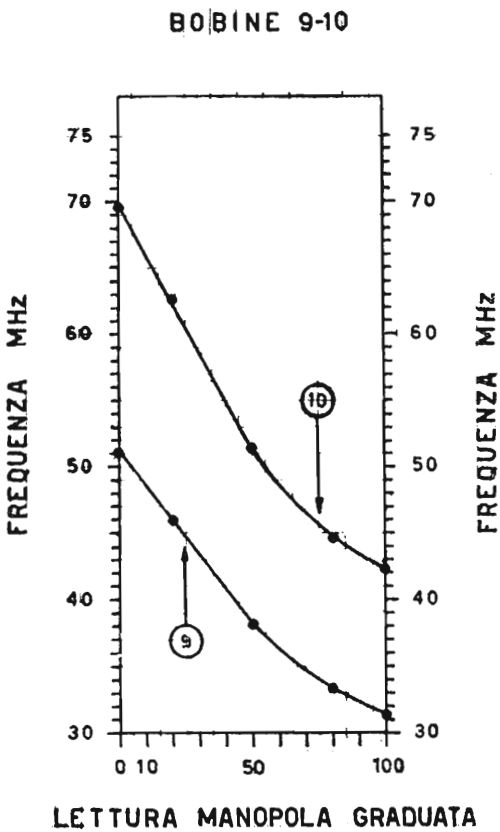
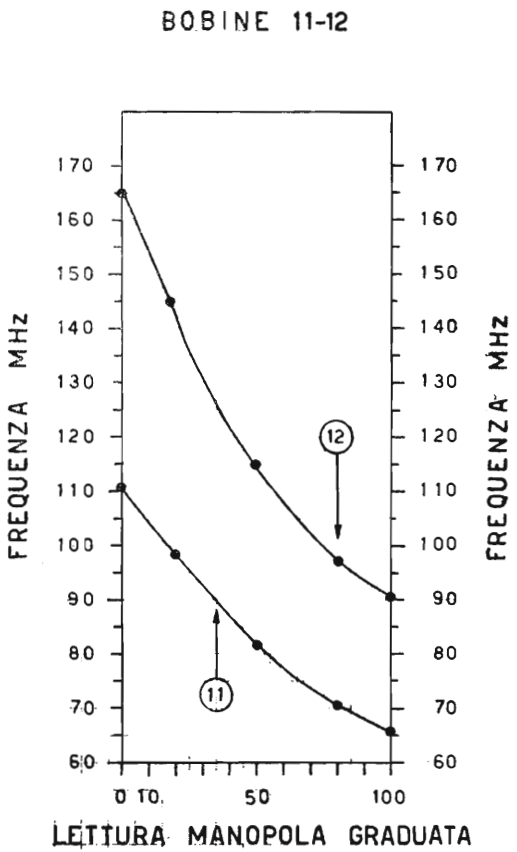


Figura 119

Diagrammi relativi alle bobine 9 e 10.

Figura 120

Diagrammi relativi alle bobine 11 e 12.



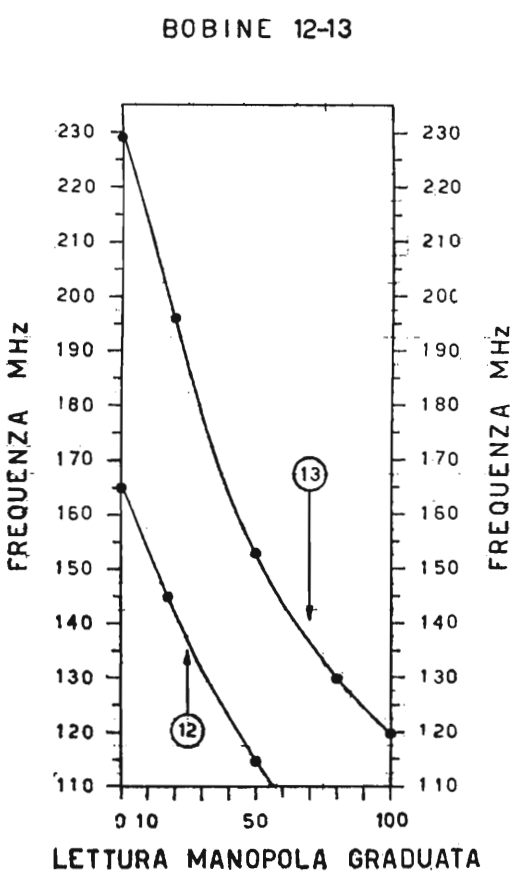


Figura 121

Diagrammi relativi alle bobine 12 e 13.

— Ruotare la manopola graduata fino a notare un massimo di deflessione dell'ago dello strumento, tenendo la bobina dell'ondametro il più possibile lontana dalla sorgente di radiofrequenza, a una distanza, cioè, sufficiente per avere una deflessione sicura dell'ago dello strumento. Questa distanza si può ritenere soddisfacente in genere quando è compresa tra i 7 e i 10 cm. Se il campo fosse talmente poco intenso da richiedere una vicinanza superiore il valore della frequenza verrà spostato di tanto quanto più è vicina la bobina alla sorgente. Questi spostamenti possono anche raggiungere il 10 % nel caso di un avvicinamento di pochi millimetri. Lo spostamento è sempre verso valori più elevati di frequenza.
— Avendo la lettura della manopola graduata e il numero della bobina dai diagrammi allegati si risale alla frequenza (figure 116-121).

In presenza di campi molto intensi è preferibile inserire una resistenza in serie allo strumento di uscita. Il valore di essa potrà essere compreso tra 1,8 kΩ e 5,6 kΩ.
Per l'eventuale estensione del campo di frequenza di questo ondametro a valori inferiori a 1,7 MHz, non è più conveniente impiegare bobine del tipo descritto perché l'aumento del numero delle spire di rame smaltato porterebbe il coefficiente di merito della bobina stessa a valori troppo bassi.
È consigliabile invece costruire bobine a nido d'ape con filo Litz oppure più semplicemente aggiungere condensatori di capacità fissa in parallelo ai terminali della bobina n. 1 (140 spire con filo da 0,2 mm di diametro). La capacità del condensatore potrebbe essere compresa tra 20 e 50 pF.

Elenco dei componenti

C_1	:	4,5 - 22,5 pF compensatore a lamine spaziate con supporto in ceramica
C_2	:	1 nF di tipo ceramico a tubetto
C_3	:	150 pF di tipo ceramico a tubetto
R_2	:	0,22 MΩ ¼ W - 10 %
$R_3 = R_9$	:	470 Ω ½ W - 10 %
$R_4 = R_7$	:	10 kΩ ¼ W - 5 %
$R_5 = R_6$	:	22 kΩ ¼ W - 5 %
R_8	:	1 kΩ ½ W - 5 % potenziometro lineare con interruttore manopolare da 10 kΩ ¼ W (regolazione zero)
R_{10}	:	5,6 kΩ ¼ W - 10 %
$Q_1 = Q_2$	:	OC44

— presa per bobine intercambiabili tipo bipolare.
— spine da adattare alle bobine, tipo bipolare.

— Bobine intercambiabili. Sono tutte avvolte su tubo da 25 mm di diametro esterno (tolleranza massima 0,5 mm) e di lunghezza 70 mm ad eccezione del n. 13, n. 12, n. 11 n. 10 e n. 9 come mostrato in fotografia.

N. 1 140 spire ravvicinate avvolte su tubo da 25 mm diam. esterno con filo di rame smaltato da 0,2 mm.
N. 2) 100 spire ravvicinate come N. 3.
N. 3) 60 spire ravvicinate avvolte su tubo da 25 mm diam. esterno con filo di rame smaltato da 0,3 mm.
N. 4) 47 spire ravvicinate come N. 5.
N. 5) 29 spire ravvicinate avvolte su tubo da 25 mm diam. esterno con filo di rame smaltato da 0,5 mm.
N. 6) 21 spire ravvicinate avvolte su tubo da 25 mm diam. esterno con filo di rame smaltato da 0,8 mm.
N. 7) 12 spire ravvicinate avvolte su tubo da 25 mm diam. esterno con filo di rame smaltato da 0,9 mm.
N. 8) 7 spire ravvicinate avvolte su tubo da 25 mm diam. esterno con filo di rame smaltato da 1 mm.
N. 9) come N. 3; 6 spire ravvicinate.
N. 10) come N. 3; 4 spire ravvicinate.
N. 11) 2 spire ravvicinate, filo rame smaltato da 2 mm avvolte in aria con diam. interno 25 mm e saldate ai capicorda della spina direttamente (distanza spira capocorda 3 cm).
N. 12) 1 spira, filo rame smaltato da 2 mm.; 14 cm lunghezza totale ripiegato e saldato direttamente sui capicorda della spina come mostrato in fotografia.
N. 13) 1 spira, filo rame argentato da 2 mm.; 5 cm lunghezza totale ripiegato e saldato direttamente sui capicorda della spina come mostrato in fotografia.
Gli avvolgimenti delle varie bobine cominciano a una distanza di 5 mm dal bordo esterno del tubo di sostegno.

BIBLIOGRAFIA
The Radio Amateur's Handbook - Ed. 1963 (A.R.R.L.) pagg. 520-521 e 535-536.

2.12 - Wattmetri per radio frequenza ([31])

La misura della potenza di uscita di un trasmettitore o di un qualsiasi generatore di radiofrequenza su un carico artificiale che sostituisce l'antenna (di solito 52 Ω) è di notevole importanza per la taratura e la messa a punto delle suindicate apparecchiature.
L'elemento base per la costruzione di un wattmetro è il carico artificiale che, alla frequenza di lavoro, deve essere assolutamente ohmico. Cioè le sue componenti reattive (capacitive ed induttive) devono essere nulle.

([31]) CD 10/64 pag. 491-492.

Nel campo delle onde corte fino a 30 MHz si può anche pensare di utilizzare una lampada al posto dell'antenna purché abbia un'impedenza prossima a quella dell'antenna stessa.
L'impedenza della lampada può essere calcolata facilmente mediante la formula $R = V^2/W$ (in cui R è la impedenza - puramente ohmica - in ohm, V la tensione in volt e W la potenza in watt) tenendo conto che il valore calcolato vale solo quando il filamento è incandescente e cioè alla sua normale temperatura di esercizio. In effetti fino a 30 MHz il filamento di tungsteno si comporta come una impedenza puramente ohmica e se si impiega una linea di alimentazione dell'energia a radiofrequenza dal trasmettitore alla lampadina, di lunghezza inferiore a 50 cm il rapporto onde stazionarie sarà vicino a 1/1 qualunque sia la sua impedenza caratteristica e tutta l'energia disponibile andrà nel carico (e cioè nella lampadina).
Il confronto diretto tra la luminosità della lampadina attraversata dalla corrente a radiofrequenza e una seconda uguale alla prima usata come campione e attraversata dalla corrente a 50 Hz dalla rete darà la potenza cercata. La potenza dissipata dalla lampadina di confronto in queste condizioni sarà uguale a quella dissipata a radiofrequenza.
La misura della potenza di uscita del trasmettitore si ridurrà quindi alla determinazione della potenza dissipata dalla lampadina di confronto a 50 Hz, potenza che sarà data dal prodotto della tensione applicata in volt e della corrente che vi passa in ampere.
Questo semplice ed economico sistema per la misura della potenza in uscita dal trasmettitore non è più possibile a frequenze superiori a 30 MHz, perché il filamento diventa una vera e propria induttanza e come tale si oppone al passaggio della corrente a radiofrequenza.
Le condizioni che debbono essere rispettate e le norme da seguire per effettuare la misura della potenza nel campo VHF e UHF sono le seguenti:

1) l'impedenza di uscita del trasmettitore deve essere uguale a quella caratteristica del cavo schermato di alimentazione della corrente a radiofrequenza e a quella del carico fittizio impiegato al posto dell'antenna.
2) il cavo schermato usato deve avere perdite trascurabili per la lunghezza impiegata. Per questo si prestano bene l'RG-11, l'RG-8, l'RG-17 ecc.
3) il carico fittizio deve essere assolutamente ohmico; per questo bisogna usare resistenze antinduttive.

La misura della potenza viene così fatta mediante una misura voltmetrica della tensione a radiofrequenza opportunamente raddrizzata presente ai capi della resistenza antindut-

tiva che fa da carico fittizio per l'antenna. Il carico fittizio deve avere la stessa impedenza dell'antenna come pure quella caratteristica del cavo schermato di alimentazione.
In figura 122 è schematizzato il circuito di principio che viene impiegato. La sensibilità della misura lavorando nel tratto rettilineo della caratteristica del diodo rivelatore impiegato arriva fino a $5 \div 10$ mW.
Tornando al circuito di figura 122, la tensione a radiofrequenza presente sul lato caldo della resistenza antinduttiva viene direttamente rivelata dal diodo D e inviata a un voltmetro in corrente continua. La sensibilità di questo voltmetro è bene che sia di almeno 20000 Ω/V (si deve cioè impiegare un microamperometro da almeno 50 μA f.s.). La lettura di tensione fatta sulla scala del microamperometro è anche una misura di potenza quando il carico rimane sempre costante. Infatti nel nostro caso il carico è costituito da una resistenza di 52 Ω o 75 Ω e la potenza sarà proporzionale al quadrato della tensione letta.
Una taratura precisa potrà essere effettuata alimentando il wattmetro con la tensione di rete a 50 Hz e determinando per ogni valore di tensione letta il corrispondente assorbimento in watt. L'assorbimento in watt a 50 Hz può essere fatto molto semplicemente moltiplicando la tensione di alimentazione per la corrente assorbita.
Lo strumento del voltmetro può così venire già tarato in watt in modo da rendere comoda la lettura e il commutatore di sensibilità permette di scegliere le diverse portate.
La portata massima dipende sia dalla potenza dissipabile dalla resistenza antiinduttiva che dalla massima tensione inversa sopportabile dal diodo rivelatore. Ad esempio impiegando un diodo da 100 V di massima tensione inversa la potenza massima assorbibile sarà di 20 W impiegando una resistenza di 75 Ω.

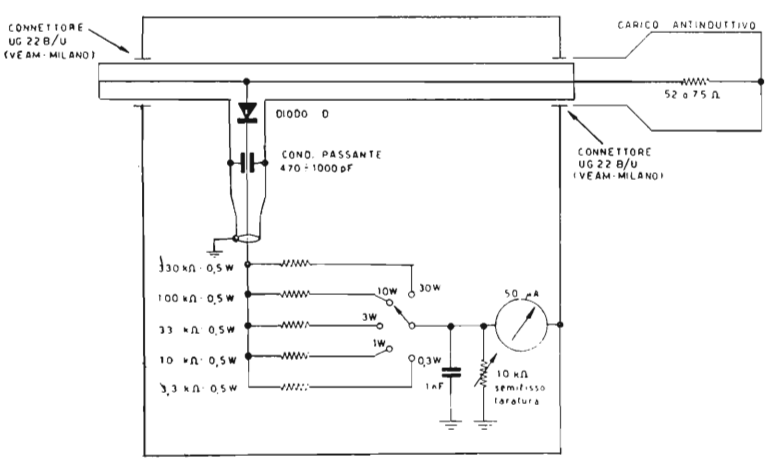


Figura 122

Schema di un wattmetro per alta frequenza.

Come si vede dalla figura 122 lo schema del wattmetro è sostanzialmente molto semplice: bisogna prendere tuttavia le necessarie precauzioni perché tutto il circuito a radiofrequenza sia a impedenza costante.
Impiegando come diodo rivelatore l'1N82A il wattmetro potrà essere utilizzato per una potenza massima assorbibile di 10 W con 75 Ω di impedenza e ad una frequenza di funzionamento fino a 1000 MHz. Impiegando l'OA85 la potenza massima assorbibile sarà di 20 W con 75 Ω di impedenza e con una frequenza massima di funzionamento di 50 MHz.
Per carico di 75 Ω le connessioni interne vengono fatte con RG-11; per un carico di 52 Ω con RG-8.
Un secondo sistema utilizzabile per la misura della potenza è quello di inserire tra il circuito di uscita del trasmettitore ed il carico artificiale un accoppiatore direzionale con il « loop » orientato verso il carico (vedi 2.8).
Questo secondo sistema è il più versatile in quanto permette di misurare oltre alla potenza massima erogabile dal trasmettitore anche quella effettivamente irradiata dall'antenna (mediante la misura del R.O.S.) quando quest'ultima sia inserita al posto del carico artificiale.
Parliamo ora del carico artificiale per frequenze superiori ai 100 MHz. Come già detto è necessario ricorrere a resistenze antiinduttive (a strato metallico) che se opportunamente montate possono funzionare assai bene fino a frequenze molto alte (dell'ordine dei GHz).
Nella costruzione del contenitore metallico bisogna mantenere l'impedenza costante punto per punto lungo tutto il percorso della radio frequenza, altrimenti l'onda riflessa per disuniformità di impedenza, renderebbe il carico stesso inservibile.
Per questo il profilo interno del contenitore (figura 123) è stato calcolato tenendo conto che il resistore a strato metallico ha un'impedenza variabile linearmente passando da una estremità all'altra del resistore stesso a condizione che lo

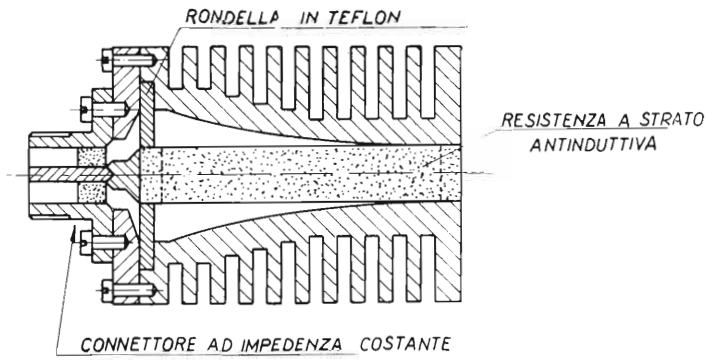


Figura 123

Sezione carico antinduttivo fino a 1000 MHz ad impedenza costante di 52 Ω.

strato metallico sia uniforme (condizione di solito garantita dal costruttore di questo tipo di resistenza). In figura 124 è mostrata chiaramente questa dipendenza.
Perciò immaginando di sezionare il contenitore perpendicolarmente alla resistenza avremo che in ogni punto il rapporto tra il diametro interno del contenitore ed il diametro della resistenza corrisponde al valore dell'impedenza che ha in quel punto la resistenza stessa. Facciamo un esempio. In corrispondenza a metà resistenza la resistenza stessa avrà $52/2 = 26\ \Omega$. In quel punto il rapporto tra diametro interno contenitore e diametro resistenza sarà di 1,55. Infatti una linea coassiale in cui il rapporto tra i diametri è 1,55 ha un'impedenza caratteristica di $26\ \Omega$ ([32]). In corrispondenza al terminale caldo (figura 123) il rapporto suindicato sarà 2,4, perché a questo rapporto corrisponde un'impedenza caratteristica di $52\ \Omega$.

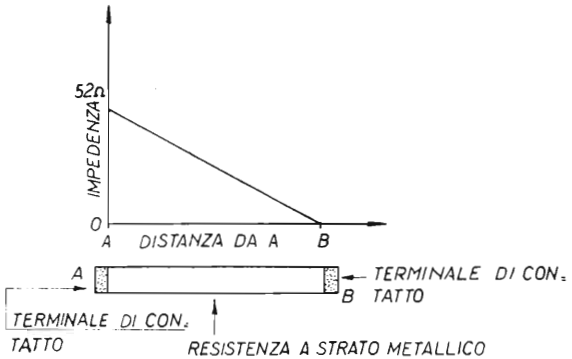


Figura 124

Legge di variazione dell'impedenza di una resistenza a strato metallico in funzione della distanza da uno dei terminali di contatto. Queste resistenze vengono abitualmente costruite depositando strati sottili di alluminio su un tubo di porcellana.

Questo spiega il profilo interno del contenitore del carico artificiale.
Naturalmente il contenitore deve essere alettato per avere resistenza termica verso l'ambiente bassa al fine di non sollecitare termicamente la resistenza stessa.

2.13 - Generatori di onde sinusoidali per bassa frequenza

I generatori di onde sinusoidali costituiscono un utile accessorio per il controllo e per la messa a punto degli amplificatori audio, dei modulatori e degli stadi finali a radio frequenza modulati (sia allo stato solido che a tubi termoionici).

([32]) Infatti l'impedenza caratteristica di un cavo coassiale è data dalla seguente espressione:

$$Z_c = 138 \sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}\ \log(D/d)$$

in cui Z_c è l'impedenza caratteristica, ε_r e μ_r rispettivamente la costante dielettrica e magnetica del mezzo interposto e D e d rispettivamente il diametro maggiore e minore della linea coassiale.

È così possibile, con l'aiuto di un oscilloscopio, controllare le distorsioni, la profondità e la simmetria di modulazione, il guadagno e la banda passante.
Le informazioni che possono essere ricavate da un generatore di onde sinusoidali sono pertanto di notevole interesse per il controllo e la messa a punto dei trasmettitori modulati.
La semplicità costruttiva e circuitale di un generatore di bassa frequenza rende doverosa la presenza di questo strumento presso ogni stazione di radioamatore.
Di notevole praticità di impiego risultano i generatori di bassa frequenza a resistenza-capacità con alimentazione interna a pile.
Dal punto di vista circuitale un generatore di onde sinusoidale può essere considerato costituito di un oscillatore e di una serie di attenuatori per dosare il livello della tensione di uscita. Può completare il circuito un misuratore di tensione per l'immediata valutazione della tensione del segnale di uscita.
La tensione di uscita deve potere essere variata da pochi millivolt ad un massimo di qualche decina di Volt. Per quanto anche una tensione massima di uscita di 1-2 Volt è da ritenersi soddisfacente.
La stabilità della frequenza, la mancanza di distorsioni, di rumore e di ronzìo costituiscono i pregi fondamentali di un generatore di onde sinusoidali per bassa frequenza.
Il circuito fondamentale, ritenuto il più adatto per la costruzione di un generatore di bassa frequenza è quello di fig. 125 a ponte RC di Wien. Questo circuito è da preferirsi ad altri similari in quanto permettendo una maggior reazione negativa ha una maggior linearità di risposta di frequenza e una maggiore stabilità.

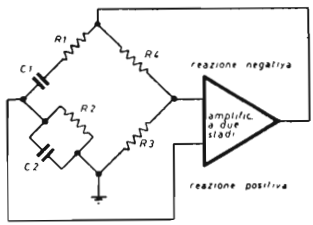


Figura 125

Schema basico di un oscillatore a RC a ponte di Wien.
La frequenza di oscillazione è data dai valori di R_1, R_2, C_1 e C_2.

Questo circuito è formato da un amplificatore a due stadi avente due catene di reazione: R_1C_1-R_2C_2 (reazione positiva) e R_3-R_4 (reazione negativa), costituenti i quattro rami del ponte di Wien rispettivamente.
La reazione positiva per mantenere le oscillazioni è applicata attraverso la rete selettiva R_1C_1-R_2C_2 del ponte di Wien.

La frequenza di risonanza è data dalla seguente espressione:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \qquad 2.12)$$

Nel caso particolare in cui sia $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$ la 2.12) diventa:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \qquad 2.13)$$

Per variare la frequenza dell'oscillatore (f_o) sarà quindi necessario variare il valore di uno dei componenti la rete selettiva. Se si desiderano variazioni notevoli di frequenza è invece necessario variare contemporaneamente C_1 e C_2, oppure R_1 ed R_2. Se $C_1 = C_2$ e $R_1 = R_2$ è possibile ottenere variazioni di frequenza f_o nel rapporto di 10 ad 1, variando solo le resistenze oppure solo le capacità. La variazione sia delle resistenze che delle capacità della rete selettiva variante da pochi Hz fino a 500.000 Hz.
La reazione negativa, come già detto, interessa gli altri due rami del ponte di Wien e cioè R_3 ed R_4 in cui R_3 è una resistenza a coefficiente termico positivo.
Nel caso dei circuiti impieganti tubi termoionici, la resistenza R_3 è costituita da una lampada ad incandescenza (di solito 3 W - 110 V) che viene fatta funzionare ad una temperatura molto inferiore a quella abituale di lavoro.
Nel caso dei circuiti allo stato solido, la resistenza R_3 è costituita da un termistore.
La funzione di R_3 è quella di mantenere costante la tensione di uscita in funzione della frequenza.
In figura 126 è illustrato lo schema elettrico di un generatore di bassa frequenza a tubi termoionici basato sul circuito fondamentale di figura 125. Questo circuito è formato da un amplificatore a due stadi (V_1 e V_2 costituiti dalle due sezioni della 12AX7) in cui la catena selettiva a RC, costituente la razione positiva, permette di ottenere frequenze tra 20 Hz e 20.000 Hz in tre gamme, ciascuna per una decade.

In particolare:

I Gamma	20 Hz	- 200 Hz;	R_{1A}-R_{2A}	200 kΩ	1%	½W
II Gamma	200 Hz	- 2000 Hz;	R_{1B}-R_{2B}	20 kΩ	1%	½W
III Gamma	20 kHz	- 20 kHz;	R_{1C}-R_{2C}	2 kΩ	1%	½W

Il condensatore variabile C_1 è calettato sullo stesso albero di C_2. Il commutatore di gamma CT_{1A}/CT_{1B} è un commutatore a due vie e tre posizioni di tipo cortocircuitante.

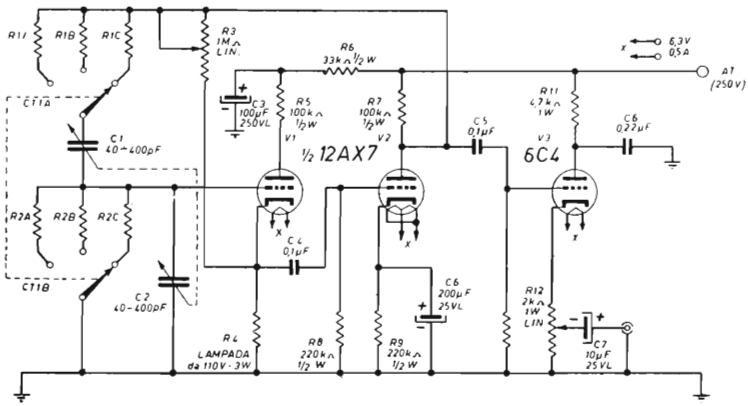


Figura 126

Schema elettrico di un generatore di onde sinusoidali a tubi termoionici a ponte di Wien per frequenze comprese tra 20 Hz e 20 kHz in tre gamme (per una decade ciascuna).

I rami del ponte di Wien sono perfettamente identificabili in R_1C_1, R_2C_2, R_3 ed R_4 rispettivamente e per essi vale quanto già detto relativamente al circuito fondamentale di figura 125.

R_3 è variabile e viene regolata per la forma d'onda meno distorta ed R_4 è costituita da una lampadina da 110 V - 3 W.

La tensione di uscita (ad audiofrequenza) viene prelevata dal catodo di V_3 (6C4) collegato a ripetitore catodico ed avente la funzione di separare l'oscillatore dal carico utilizzatore e di abbassare l'impedenza di uscita del generatore stesso.

Un circuito, sempre a tubi termoionici, che può offrire caratteristiche superiori è quello illustrato in figura 127, in cui il ponte di Wien fa parte di un amplificatore a due stadi in controfase.

Questo circuito permette di prelevare il segnale di bassa frequenza direttamente sui catodi di V_3 e di V_4 senza la necessità di dover ricorrere a ripetitori catodici o a trasformatori di uscita.

La frequenza è regolabile da 10 Hz a 100 kHz in 4 gamme ciascuna per una decade. In particolare:

I	10- 100 Hz;	R_{1A}-R_{2A}	400 kΩ	1 %	½ W
II	100-1000 Hz;	R_{1B}-R_{2B}	40 kΩ	1 %	½ W
III	1kHz- 10 kHz;	R_{1C}-R_{2C}	4 kΩ	1 %	½ W
IV	10kHz-100 kHz;	R_{1D}-R_{2D}	400 Ω	1 %	½ W

Tutte le resistenze sono da ½ W con tolleranza 5 %.
Le masse contraddistinte da ⏚ sono da ritenersi semplicemente i ritorni comuni degli alimentatori a 250 V.
La vera ed unica massa contraddistina da ⏚ va connessa al telaio metallico e deve essere indipendente dai ritorni comuni (negativi) degli alimentatori anodici.

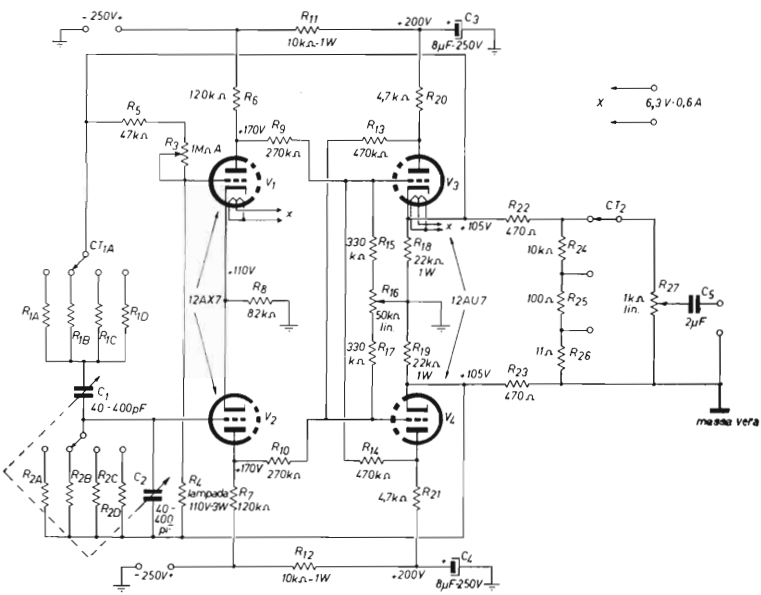


Figura 127

Schema elettrico di un generatore di onde sinusoidali di bassa frequenza a ponte di Wien in controfase.

Il circuito di figura 127 ha un'impedenza di uscita pratimente nulla a causa della reazione positiva tra la placca di ciascun tubo di uscita (V_3 e V_4) e la griglia controllo del tubo opposto (in fase). ([33])
Un'impedenza di uscita nulla significa che il carico applicato non potrà avere alcuna influenza sull'oscillatore stesso. Inoltre attraverso R_4 (la lampadina da 110 V - 3 W) non passa corrente continua, ma solo corrente alternata, fatto questo che rende molto più efficiente il controllo della costanza della tensione di uscita in funzione della frequenza. L'oscillatore a ponte di Wien in controfase può oscillare da 1 Hz fino a 600 kHz. In particolare il funzionamento alle basse frequenze è garantito dall'accoppiamento diretto fra i vari stadi dell'oscillatore.
Come già visto per il circuito di figura 125 e 126, il circuito in controfase di figura 127 ha una frequenza di oscillazione che dipende dai valori di $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$.
Il potenziometro R_3 viene regolato per la forma d'onda meno distorta ed il potenziometro R_{16} viene regolato per la miglior simmetrizzazione di V_3 e V_4 (parità di corrente anodica). Infine il potenziometro R_{27} ed il commutatore CT_2 costituiscono il gruppo di attenuazione del segnale di uscita.
In figura 128 è illustrato il circuito elettrico di un generatore di onde sinusoidali a ponte di Wien allo stato solido utilizzante due transistori al germanio ACY22 (vedi anche la fi-

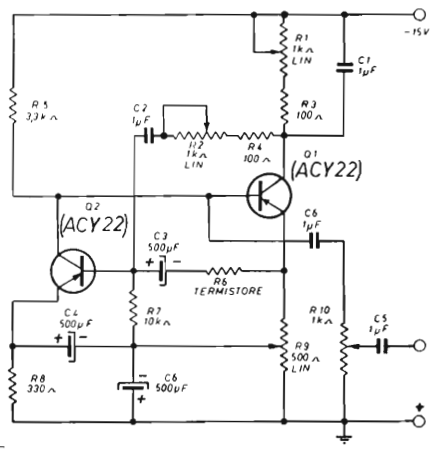


Figura 128

Schema elettrico di un generatore di bassa frequenza a ponte di tipo semplificato per frequenze variabili da 170 Hz a 1700 Hz.

([33]) Infatti la reazione positiva fa aumentare il guadagno dell'amplificatore teoricamente fino all'infinito. Essendo inoltre

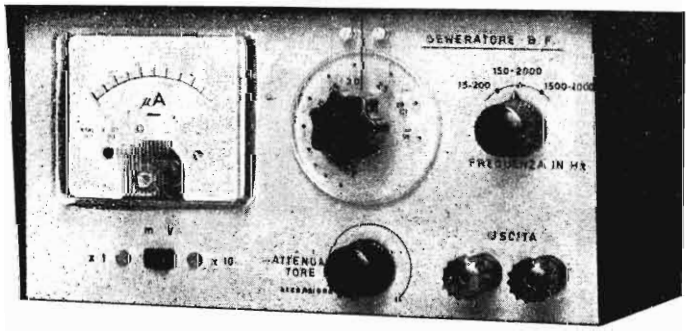
$$Z_{out} = Z_o/(1 + A\beta)$$

In cui:
Z_{out} è l'impedenza di uscita dell'amplificatore
Z_o è l'impedenza di uscita dell'amplificatore in assenza di reazione
A è il guadagno dell'amplificatore
β è il fattore di reazione negativa
si conclude che se A tende all'infinito, Z_{out} tende a zero.

gura 83). In questo circuito di tipo semplificato la frequenza può essere variata da 170 Hz a 1700 Hz.
Come per gli altri schemi R_1C_1, R_2C_2, R_3 ed R_4 costituiscono i quattro rami del ponte di Wien rispettivamente.
Il potenziometro R_3 viene regolato per la minor distorsione ed il potenziometro R_5 stabilisce il livello della tensione di uscita. La resistenza R_4 è un termistore tipo STC - R53 della « ITT - Standard » sostituibile con il tipo B8.320.03 P/1K della Philips. La tensione di alimentazione è di 15 V con un consumo massimo di 5 mA. La tensione di uscita massima può raggiungere i 2 V (efficaci).

2.14 - Generatore di onde sinusoidali allo stato solido da 15 Hz a 20 kHz ([34])

Come esempio di applicazione è stato realizzato un generatore di onde sinusoidali per bassa frequenza (da 15 Hz a 20 kHz) in tre gamme compleo di attenuatore, di voltmetro elettronico per la lettura della tensione alternata di uscita e di un'alimentazione autonoma a pile.
Si tratta di un generatore di basso costo senza particolari difficoltà costruttive che ha tuttavia caratteristiche di stabilità e di bassa distorsione tipiche di un apparecchio semiprofessionale.
Il suo impiego principale, come già detto precedentemente (vedi 2.13), è specifico nel campo del controllo e della messa a punto degli amplificatori di bassa frequenza (modulatori, stadi di bassa frequenza nei ricevitori, alta fedeltà, etc. ...).
Tra i suoi impieghi secondari possono essere citati l'alimentazione dei ponti RCL e la generazione di segnali per lo studio dell'alfabeto morse.



Disposizione dei componenti sul pannello frontale del generatore di bassa frequenza.

Caratteristiche e prestazioni

Le caratteristiche e le prestazioni del generatore di onde sinusoidali di bassa frequenza sono le seguenti:

([34]) CD - 7/66 - pag. 435-440.

— Campo di frequenza da 15 Hz a 20.000 Hz, suddiviso in tre gamme rispettivamente da 15 Hz a 200 Hz, da 150 Hz a 2000 Hz e da 1.500 Hz a 20.000 Hz.
— Massima distorsione della forma d'onda: 2%.
— Regolazione della tensione di uscita da pochi millivolt fino a 0,750 V efficaci.
— Lettura diretta della tensione del segnale in uscita mediante l'ausilio di un millivoltmetro a transistori, avente come fondo scala 100 mV e 1 V rispettivamente, con precisione di ± 10 %.
— Alimentazione a 9 V mediante due pile da 4,5 V collegate in serie e consumo globale di 30 mA. È stata inoltre prevista l'alimentazione esterna mediante apposita presa che esclude le pile entrocontenute.
— Transistori impiegati: OC45, OC140 e OC72 per l'oscillatore; due OC72 per il millivoltmetro indicatore.

La stabilità della tensione del segnale in uscita è del 5 ÷ 10 % su tutto il campo di frequenza da 15 Hz a 20.000 Hz. Per ogni singola gamma, escludendo le frequenze più alte e cioè da 15 a 150 Hz, da 150 a 1.500 Hz e da 1.500 a 14.000 Hz, questa stabilità è migliore del 2 %.
La minima tensione di alimentazione è di 4,5 V. Fino a questo valore, diminuendo la tensione delle pile, si ha solo una proporzionale diminuzione della massima tensione di uscita dell'onda sinusoidale. La tensione di alimentazione dell'oscillatore può essere inoltre aumentata fino a 12 V con un'uscita di 1 V efficace come valore massimo.
L'impedenza del circuito esterno utilizzatore (ad es. l'amplificatore di bassa frequenza da controllare) deve essere almeno di 1.000 Ω. Per valori inferiori a 1.000 Ω cominciano a delinearsi nella forma d'onda vari tipi di distorsione.
Il millivoltmetro indicatore ha una risposta lineare entro 1,5 dB da 50 Hz a 20.000 Hz ed entro 3 dB da 15 a 20.000 Hz.
Le suindicate caratteristiche di stabilità della tensione di uscita in funzione della frequenza dipendono in modo particolare dall'uso del termistore « STC-R53 » della « ITT - STANDARD ».
L'impiego di altri termistori similari quali il B8.320.03 P/1K o il B8.320.04 P/1K della Philips pur assicurando un funzionamento globale del generatore di bassa frequenza del tutto analogo non permettono il raggiungimento della stessa stabilità.

IL CIRCUITO

In figura 129 è schematizzato il circuito a blocchi. Come si può osservare il generatore è formato di tre parti ben di-

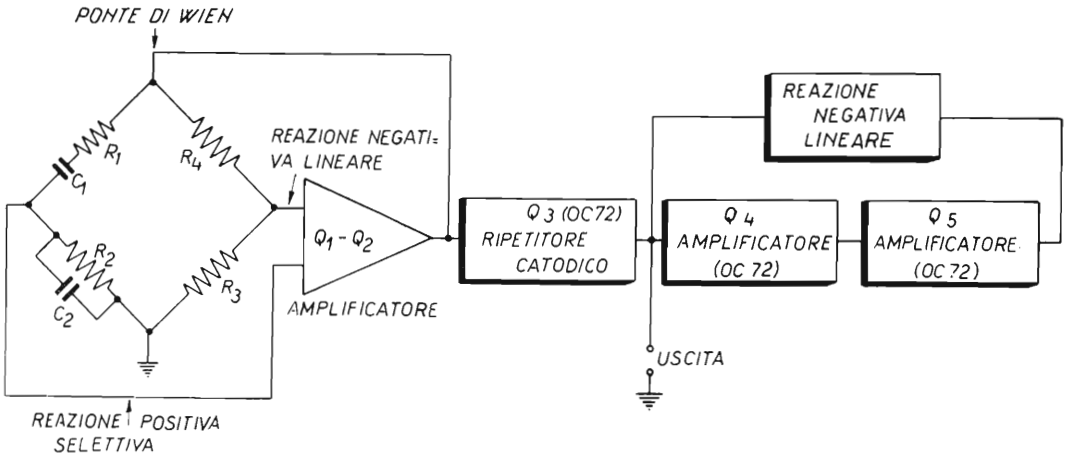


Figura 129

Schema a blocchi del generatore di onde sinusoidali da 15 Hz a 20.000 Hz.

stinte: l'oscillatore, il circuito di uscita ed li circuito per la lettura della tensione di uscita.
In particolare l'oscillatore è del tipo a ponte di Wien precedentemente descritto (2.13), quindi la sua frequenza di autooscillazione dipende dal valore dei componenti della rete selettiva del ponte di Wien.
In figura 130 che rappresenta un circuito semplificato di principio allo stato solido è chiaramente visibile sia la rete selettiva a reazione positiva (R_1C_1-R_2C_2) che la rete a reazione negativa (R_3-R_4). Per $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$ si ha una frequenza di oscillazione f_o data da: $f_o = \frac{1}{2} \pi R_1C_1$ (vedi 2.13).
In figura 131 è illustrato il circuito elettrico dettagliato del generatore di onde sinusoidali. I rami del ponte di Wien sono contornati da linee tratteggiate.

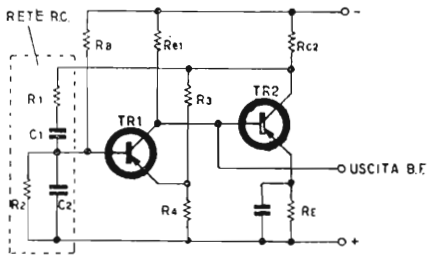


Figura 130

Schema di principio dell'oscillatore.

I transistori OC45 e OC140 costituiscono l'oscillatore vero e proprio; l'OC72 ha la funzione di ripetitore catodico per abbassare l'impedenza di uscita.
L'ampiezza delle oscillazioni viene quindi autoregolata dal termistore che assicura una tensione di uscita costante da 15 Hz a 20.000 Hz entro il 5-10% (come già indicato).

La funzione di questo termistore è molto importante per la buona riuscita del progetto: infatti se la reazione positiva introdotta dalla rete RC non fosse adeguatamente controllata la forma d'onda risultante sarebbe distorta a causa del taglio dei picchi positivi e negativi. Ciò a causa della raggiunta saturazione dei transistori dell'oscillatore.
Si raccomanda, come già detto, di usare il termistore STC-R53 della « ITT-STANDARD ». Qualora non fosse disponibile possono essere impiegati altri termistori che abbiano una dissipazione massima di 30÷50 mW, come i già citati B8.320.03 P/1K o B8.320.04 P/1K, e una resistenza a temperatura ambiente in assenza di corrente di 1000 Ω.

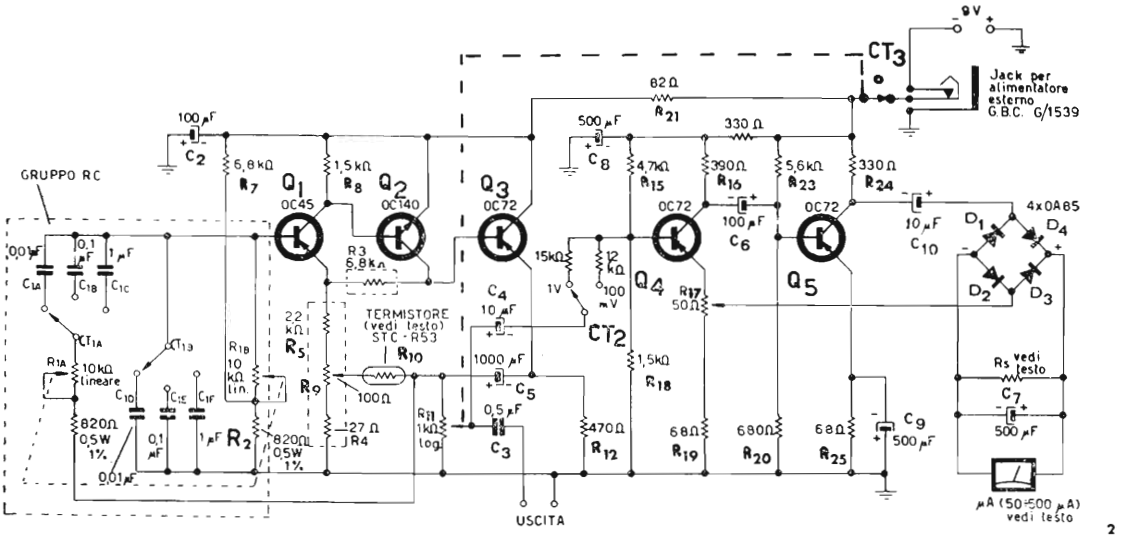


Figura 131

Circuito elettrico generatore onde sinusoidali 15 Hz÷20.000 Hz completo di millivoltmetro indicatore della tensione efficace di uscita.
I comutatori CT_{1A} e CT_{1B} sono azionati dallo stesso comando.
Tutte le resistenze, salvo quelle diversamente indicate, sono da ½ W al 5 %.
Gamme:
C_{1A}-C_{1D} = 1500 Hz÷20000 Hz;
C_{1B}-C_{1E} = 150 Hz÷ 2000 Hz;
C_{1C}-C_{1F} = 15 Hz÷ 200 Hz

Va sottolineato tuttavia il fatto che l'impiego di questi termistori similari non permette il raggiungimento della stessa stabilità che si ottiene usando il tipo STC-R53.
La presenza del millivoltmetro indicatore nel generatore di segnali assolve l'importante compito del controllo della tensione di uscita. Come si vede dallo schema a blocchi di figura 129 e ancor meglio dallo schema particolareggiato di figura 130 si tratta di un amplificatore di bassa frequenza formato da due OC72 collegati in cascata e fortemente controreazionati.
La rete di controreazione lineare preleva il segnale dal collettore di Q_5 per iniettarlo sull'emittore di Q_4.
Fanno parte di questa rete di controreazione il ponte rivelatore formato dai quattro diodi OA85, il microamperometro e il condensatore di accoppiamento da 10 μF (figura 131).

Il livello della controreazione viene controllato dal potenziometro da 50 Ω (R_{17} figura 131).
Per effetto di questa controreazione la risposta dell'amplificatore e quindi del millivoltmetro è lineare sia in funzione della frequenza (da 50 Hz a 20.000 Hz) che in fuzione della deviazione dell'indice dello strumento indicatore.
La resistenza di shunt (R_s figura 131) deve essere calcolata in modo che la corrente totale di assorbimento del ponte formato dai quattro diodi sia di 350 ÷ 450 μA. Nel caso specifico qui presentato, impiegando un microamperomtro da 100 μA f.s. avente bobina mobile con resistenza di 1.200 Ω), è stato usato uno shunt di 360 Ω formato da un parallelo di tre resistenze e cioè due da 1,5 kΩ e una da 680 Ω.
Il microamperometro suindicato può essere sostituito con qualunque altro microamperometro il cui fondo scala sia compreso tra 50 μA e 500 μA. A scopo orientativo vengono riportati alcuni valori di R_s con vari tipi di microamperometri.

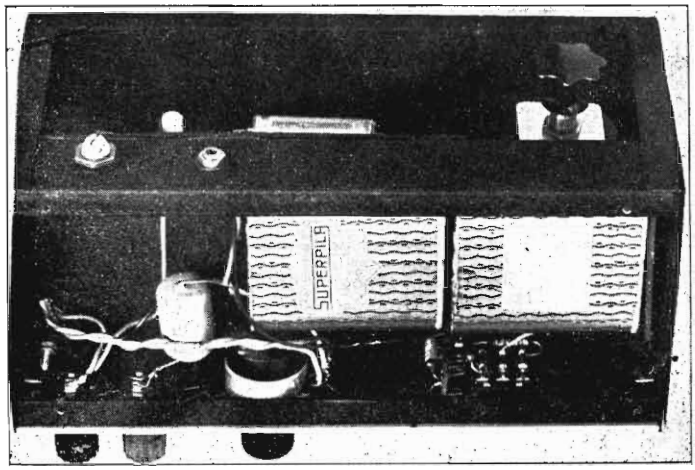
microamperometro	*shunt (in Ω)*
da 350 μA a 500 μA	viene omesso
da 200 μA	1500 (35) 750 (36)
da 100 μA	820 (35) 430 (36)
da 50 μA	680 (35) 330 (36)

Concludendo questa panoramica sul circuito del generatore di onde sinusoidali si puntualizza:

1) La variazione della frequenza viene affidata sia al potenziometro doppio R_{1a}-R_{1b} che alle capacità da 0.01 μF, 0,1 μF e 1 μF della rete RC (figura 131) commutate da CT_{1A}-CT_{1B}.
2) Il potenziometro R_9 centra il livello della controreazione dell'oscillatore e va regolato in modo che per il massimo segnale di uscita si abbia una tensione efficace di 0,7 ÷ ÷ 0,8 V.
3) Il potenziometro R_{11} regola la tensione del segnale di uscita da pochi millivolt a un massimo di 0,7 ÷ 0,8 V.
4) Il potenziometro R_{17} (a regolazione semifissa) dosando il livello della controreazione del millivoltmetro ne permette la taratura.

---

(35) Per strumenti da 200 mV f.s.
(36) Per strumenti da 100 mV f.s.



Disposizione dei componenti nella parte interna del telaio.

La costruzione meccanica

Il generatore di bassa frequenza è stato costruito senza eccessive preoccupazioni per ridurre l'ingombro utilizzando una scatola metallica avente altezza 12 cm, larghezza 22 cm e profondità 11 cm.
Sul pannello frontale sono stati disposti il microamperometro, il commutatore a slitta per le due sensibilità del millivoltmetro (100 mV e 1 V eff. f.s.) (CT_2 - figura 131), il potenziometro regolatore della tensione di uscita (R_{11} - figura 131) che a fine corsa aziona anche l'interruttore acceso-spento (CT_3 - figura 131), i morsetti per il prelievo della bassa frequenza di uscita, la manopola di « sintonia » per la scelta della frequenza desiderata e il commutatore di gamma (CT_{1A}-CT_{1B}).
Il potenziometro di regolazione della controreazione (R_9 - figura 131), la presa per un eventuale alimentatore esterno e il potenziometro di taratura del millivoltmetro indicatore (R_{17} - figura 131) sono stati collocati sul pannello posteriore.
La manopola per la variazione continua della frequenza agisce contemporaneamente sui due potenziometri R_{1a} e R_{1b} mediante un sistema di trascinamento a puleggie e funicella di seta, come illustrato dalle fotografie.
Il circuito è stata cablato utilizzando una piastra forellata di materiale isolante avente le dimensioni 15 x 8 cm che viene ancorata al telaio metallico mediante 4 viti e 4 distanziatori di 5 mm di altezza.
Le pile di alimentazione (due da 4,5 V) collegate in serie sono alloggiate nella parte inferiore del telaio e tenute in sede mediante guarnizioni in gomma. È prevista l'alimenta-

zione esterna con qualsiasi alimentatore in grado di fornire 9 V a 30 mA utilizzando una presa a jack che esclude automaticamente le pile entrocontenute (figura 131).

La messa a punto e la taratura

La messa a punto del generatore di onde sinusoidali non ha manifestato particolari difficoltà. Questo dipende dai seguenti fattori:

1) la disposizione dei componenti non è critica in quanto le eventuali capacità parassite non hanno alcun effetto significativo.
2) L'eventuale non linearità dei potenziometri R_{1a} e R_{1b} è sempre contenuta entro limiti più che tollerabili per quanto riguarda le distorsioni e la stabilità dell'onda generata.

La taratura viene effettuata come segue:

— disporre all'ingresso del millivoltmetro una tensione di 1 V efficace a 50 Hz, commutatore CT_2 sulla posizione corrispondente a 1 V f.s. e ruotare R_{17} fino a mandare a fondo scala il microamperometro (figura 131).
— Predisporre R_{11} per la massima uscita e ruotare R_9 in modo che la tensione dell'onda sinusoidale letta al microamperometro indicatore sia di $0{,}7 \div 0{,}8$ V per frequenze superiori ai 50 Hz.

La manopola di « sintonia » che comanda i due potenziometri R_{1a} e R_{1b} può essere graduata direttamente in Hz utilizzando la scala di figura 132 che dà la frequenza dell'oscillatore in funzione dell'angolo di rotazione della manopola stessa (per una rotazione massima standard di 270°). La scala tracciata per la prima gamma da 15 Hz a 200 Hz sarà poi valida anche per le altre due.

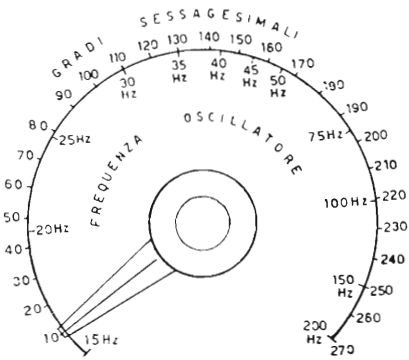


Figura 132

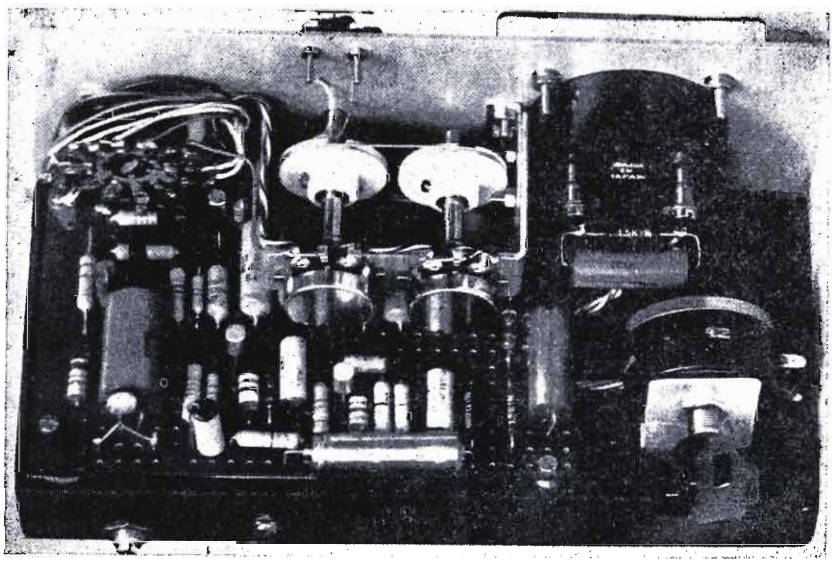
Scala di taratura della manopola indicatrice della frequenza di uscita del generatore.

Disponendo di un oscillografo è inoltre possibile tracciare una scala molto precisa. Infatti collegando all'asse *x* la rete (50 Hz) e all'asse *y* il segnale generato dall'oscillatore. attraverso le figure di Lissajous è possibile determinare sulla scala i punti corrispondenti alle seguenti frequenze: 16,66 Hz, 25,00 Hz, 50,00 Hz, 100,0 Hz, 200,0 Hz.

Elenco dei principali componenti

Microamperometro: 100 μA f.s. con bobina mobile da 1.200 Ω.
Questo microamperometro è sostituibile con qualunque altro microamperometro avente fondo scala compreso tra 50 μA e 500 μA.
Transistori: OC45, OC140, OC72, OC72, OC72
Diodi: OA85, OA85, OA85, OA85.
Termistore: STC - R53 della « ITT-STANDARD ». Per l'eventuale sostituzione con tipo analogo vedi il testo.
Commutatore 2 vie 3 posizioni.
Deviatore unipolare a slitta.
Potenziometri lineari: 2 da 10 kΩ senza interruttore
Potenziometro a filo da 100 Ω.
Potenziometro a filo 50 Ω
Questo potenziometro deve essere montato senza manopola tragliando il perno molto vicino alla bussola ricavando un solco trasversale per la regolazione semissa da farsi a cacciavite.
Presa jack da pannello.
Condensatori elettrolitici.
3 da 500 μF 12 VL
1 da 1000 μF 12 VL
2 da 100 μF 12 VL
2 da 10 μF 12 VL

Disposizione dei componenti nella parte superiore del telaio e nella parte interna del pannello frontale del generatore di bassa frequenza.



2.15 - Minioscilloscopio transistorizzato per bassa frequenza [37]

[37] CD, 3/72 - pag. 346-357.

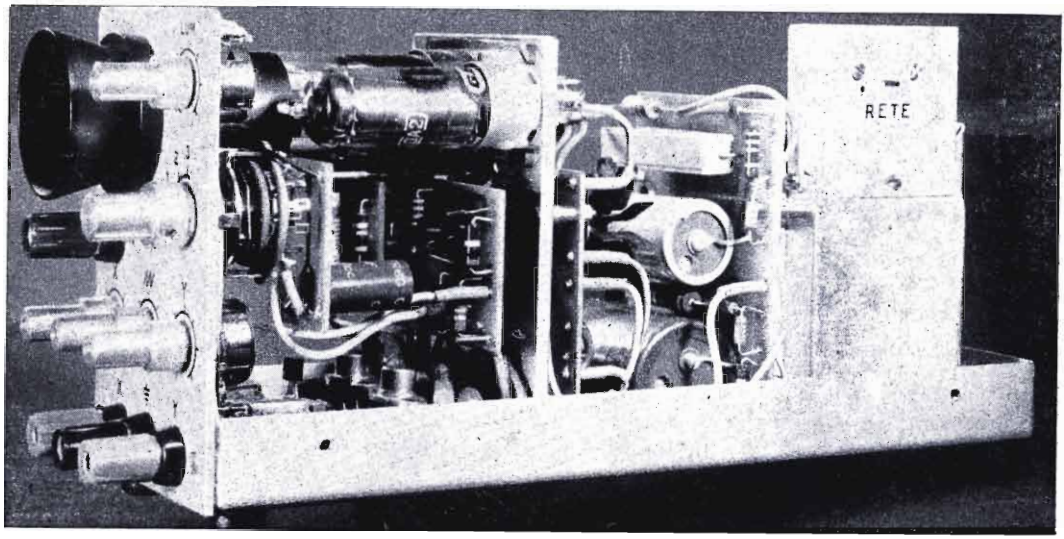
L'oscilloscopio è uno strumento di misura e di controllo di grande interesse in quanto permette di visualizzare le varie forme d'onda con le quali si ha a che fare. Il campo di applicazione è perciò vastissimo. Di solito tuttavia questo prezioso strumento trova difficilmente uso presso i dilettanti e i radioamatori per il suo alto costo.
Il minioscilloscopio qui presentato ha caratteristiche abbastanza limitate (sia in frequenza che come sensibilità), ma l'uso di componenti di basso costo, la semplicità dei vari circuiti e la descrizione particolarmente dettagliata lo rendono di grande interesse.

Caratteristiche generali e prestazioni

Il minioscilloscopio utilizza un tubo a raggi catodici avente uno schermo da 1" a fuoco fisso (il tipo DH3-91).
Le sue principali caratteristiche sono le seguenti:

— banda passante asse Y entro 1 dB: 30 Hz ÷ 30 kHz
— sensibilità massima amplificatore verticale: 16 mV/cm (efficaci)
— banda passante asse X entro 1 dB: 30 Hz ÷ 30 kHz
— sensibilità massima amplificatore orizzontale: 20 mV/cm (efficaci)
— frequenza dente di sega: da 6 Hz a 5400 Hz in 3 gamme e cioè: 1) 6 ÷ 56 Hz
2) 55 ÷ 550 Hz
3) 540 ÷ 5400 Hz

Vista della disposizione dei componenti sulla fiancata destra.



— impedenza d'ingresso asse Y (uguale a quella per l'asse X): 150 ÷ 220 kΩ (a seconda della posizione dell'attenuatore d'ingresso).

Il minioscilloscopio è stato assemblato in un mobiletto (costruito appositamente) in lamiera di acciaio dolce di spessore 1 mm con pannello frontale in anticorrodal. Il peso totale compreso il trasformatore di alimentazione (entrocontenuto) è di 2,5 kg.
Le dimensioni sono le seguenti:

— altezza 105 mm
— profondità 230 mm
— larghezza 70 mm

I possibili campi di applicazione di questo minioscilloscopio sono i seguenti:

1) controllo della modulazione nelle emissioni AM e SSB;
2) controllo delle emissioni RTTY;
3) bassa frequenza in genere (misure di frequenza, di tensioni, di sfasamenti, di distorsioni, etc.).

Generalità di funzionamento

Il minioscilloscopio può essere utilizzato nei due seguenti diversi modi:

1) Il segnale da esaminare viene inviato all'ingresso dell'amplificatore verticale (Y) e il generatore dell'onda a dente di sega (asse dei tempi), sincronizzato automaticamente dallo stesso segnale, viene inviato all'ingresso dell'amplificatore orizzontale (X) che funziona da amplificatore dell'onda a dente di sega. Gli schemi a blocchi di figura 133 e di figura 134 chiariscono questo tipo di funzionamento.
Il sincronismo viene ottenuto quando l'onda a dente di sega è esattamente in fase col segnale da esaminare.

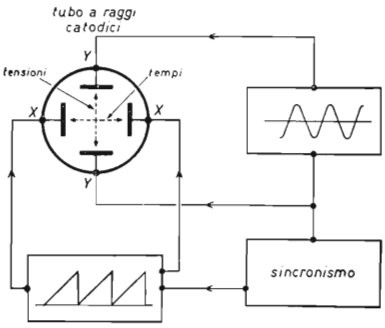


Figura 133

Schema di principio del minioscilloscopio utilizzato per la visualizzazione dei segnali (1° modo di funzionamento).

2) I segnali da esaminare vengono inviati contemporaneamente ai due amplificatori X ed Y. In questo caso il generatore a dente di sega viene escluso ed i due segnali non sono sincronizzati. Gli schemi a blocchi di figura 135a, 135b, e 135c e di figura 136 chiariscono questo secondo tipo di funzionamento.

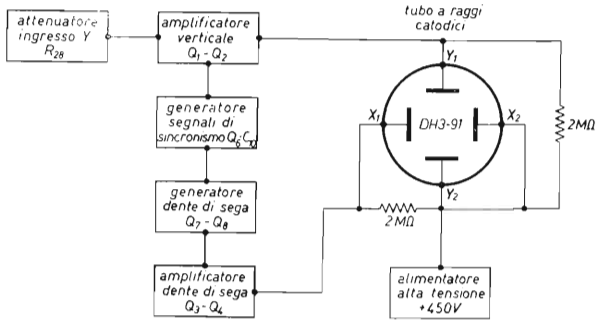
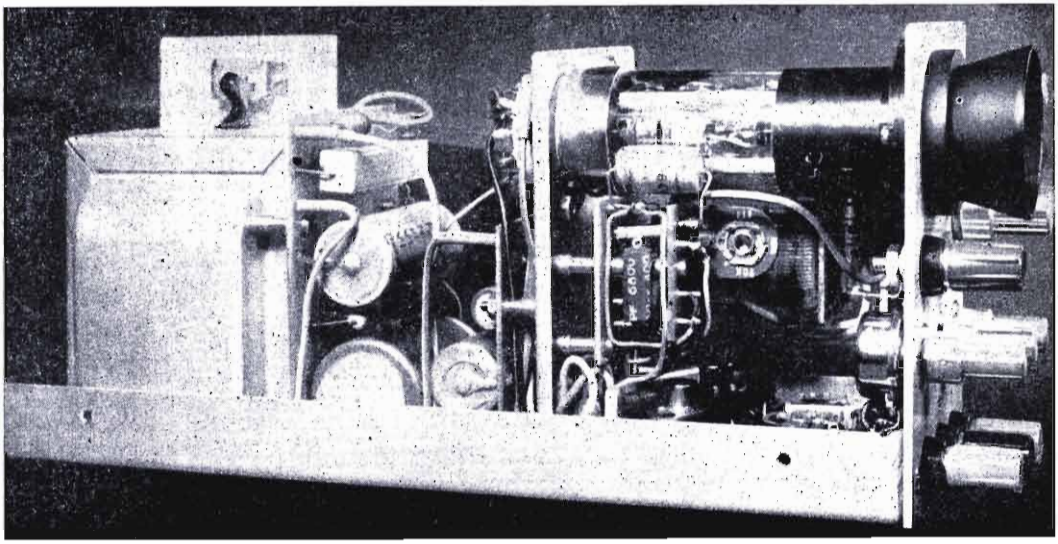


Figura 134

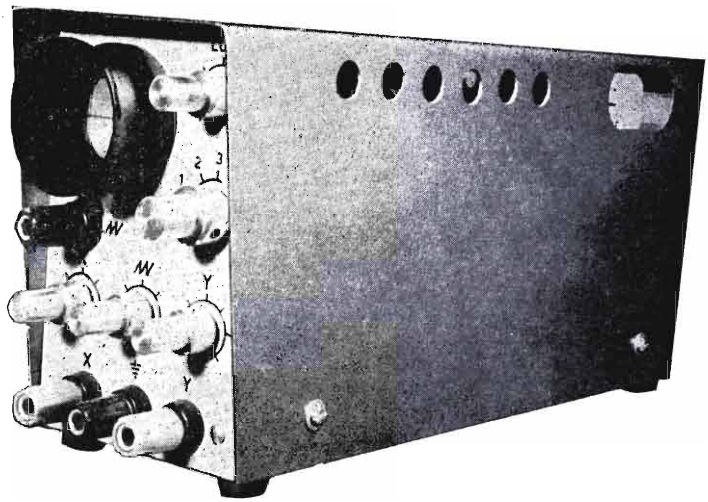
Schema a blocchi del minioscilloscopio utilizzato per la visualizzazione dei segnali che vengono inviati all'attenuatore d'ingresso (1° modo di funzionamento).

Nel primo modo di funzionamento l'asse Y indica il valore in tensione del segnale visualizzato mentre l'asse X indica il tempo. La presenza del dispositivo di sincronismo permette poi di avere un'immagine ferma sullo schermo dell'oscilloscopio anche per tempi molto lunghi in modo da rendere comoda la sua osservazione.
Nel secondo modo di funzionamento sia l'asse Y che l'asse X indicano il valore in tensione rispettivamente dei due segnali; perciò l'immagine visualizzata non rappresenta né il segnale Y né il segnale X, ma una combinazione dei due (come mostrano le figure 135a, 135b e 135c.

Vista della disposizione dei componenti sulla fiancata sinistra.



Vista del minioscilloscopio.



Pertanto se i due segnali Y e X sono uguali in frequenza e fase sullo schermo viene visualizzata una retta la cui inclinazione diventa di 45° se i due segnali suindicati sono anche uguali in tensione (figura 135a). Se i due segnali sono uguali in frequenza, ma non in fase, la retta si sdoppia in due curve (figura 135b) fino a dare un'ellissi per uno sfasamento di 180 °. L'ellissi diventa un cerchio se i due segnali sono uguali oltre che in frequenza anche in tensione (figura 135c).

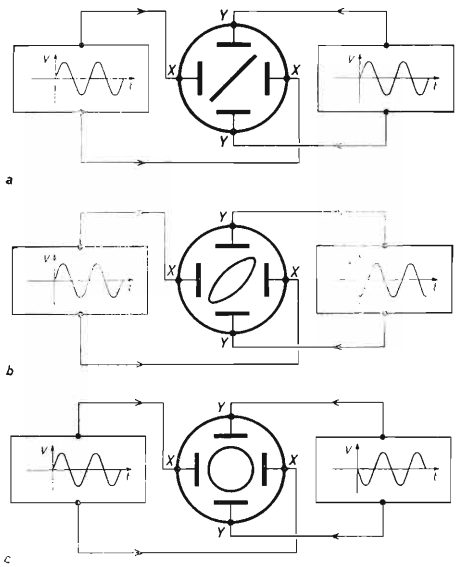


Figura 135

Figure di combinazione ottenute inviando due segnali contemporaneamente all'amplificatore X e Y (2° modo di funzionamento).
a) Segnali in fase. Sfasamento nullo.
b) Segnali sfasati di 90°.
c) Segnali sfasati di 180°.

Da ciò si deduce come questo oscilloscopio (utilizzato nel secondo modo) può dare informazioni sullo sfasamento di due segnali di uguale frequenza.

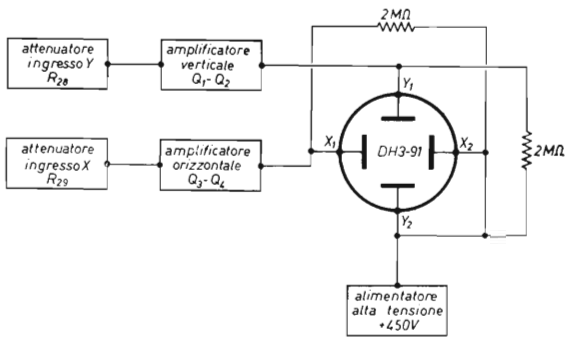


Figura 136

Schema a blocchi del minioscilloscopio utilizzato con due ingressi (X e Y) contemporaneamente per la visualizzazione delle figure di combinazione dei due segnali inviati ai due ingressi suindicati X e Y (2° modo di funzionamento).

Altri impieghi possibili sono:

— misure di frequenza tramite le figure di LISSAJOUS (The Radio Amateur's Handbook, 1968, pagina 562).
— inviluppo di modulazione (AM e SSB) per accoppiamento del segnale direttamente alle placchette di deflessione del tubo a raggi catodici (The Radio Amateur's Handbook, 1968, pagine 294 ÷ 298 e cq elettronica 1/70 pagine 73 ÷ 74.
— controllo delle emissioni RTTY visualizzando una croce simmetrica che indica la costante dell'ampiezza dei due toni.

Il minioscilloscopio utilizza il tubo a raggi catodici DH3-91 le cui caratteristiche sono riportate in tabella 14.

tabella 14 - *Caratteristiche del tubo a raggi catodici DH3-91.*

simbolo	dati caratteristici	unità di misura
V_f	6,3	V
I_f	0,3	A
$V_{g4, g2, y2}$	500	V
M_x ([38])	8 - 27	V
$-V_{g1}$	56,5	V/cm
M_y ([38])	49,0	V/cm

([38]) Tensione in volt da applicare alle placchette di deflessione per avere uno spostamento sullo schermo di 1 cm del pennello elettronico (in senso verticale oppure orizzontale rispettivamente).

Il circuito

In figura 137 è riportato lo schema dettagliato del circuito elettrico del minioscilloscopio. Come già visto negli schemi a blocchi di figura 134 e 136 il circuito stesso può essere suddiviso nelle seguenti parti:

1) amplificatore verticale (Y) (Q_1 e Q_2);
2) amplificatore orizzontale (X) (Q_3 e Q_4);
3) generatore di onde a dente di sega e sincronizzatore (Q_5, Q_6, Q_7 e Q_8);
4) alimentatore stabilizzato +150 V (V_1)
5) alimentatore stabilizzato + 16 V (D_6 e Q_9)
6) generatore alta tensione +450 V (D_1 e D_2) per l'alimentazione delle placchette di deflessione;
7) tubo a raggi catodici a fuoco fisso V_2.

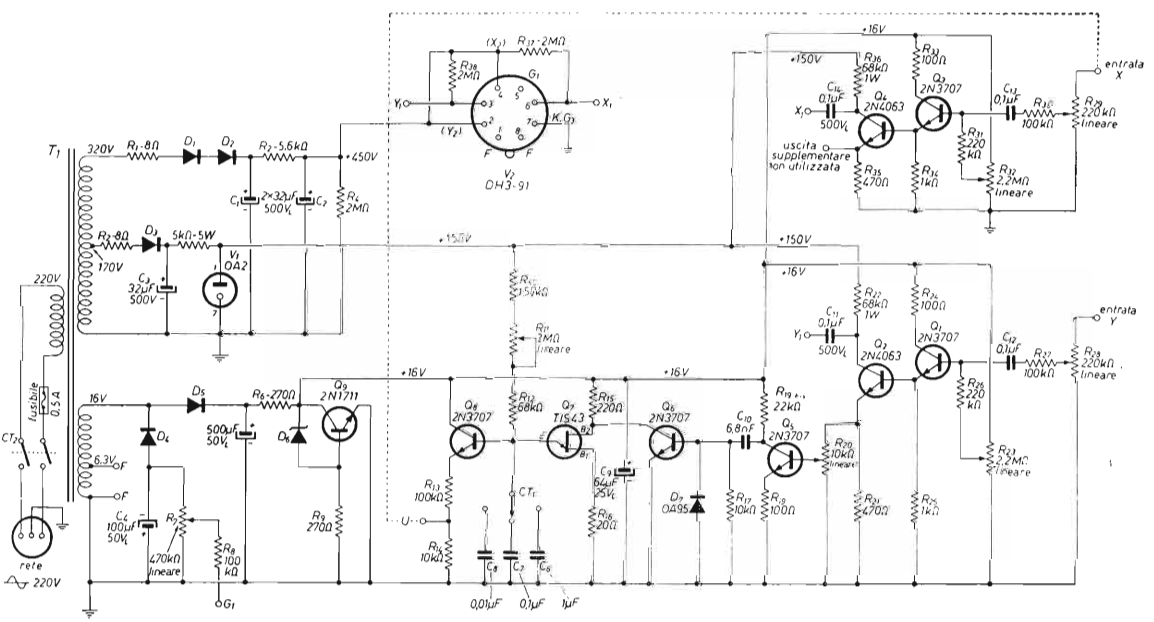
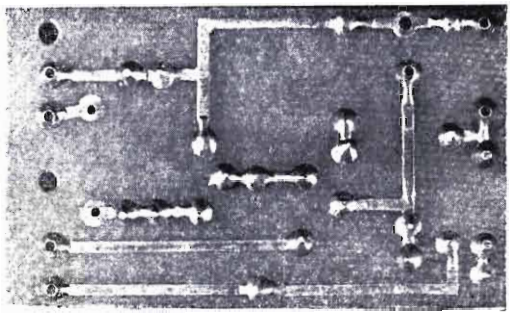


Figura 137

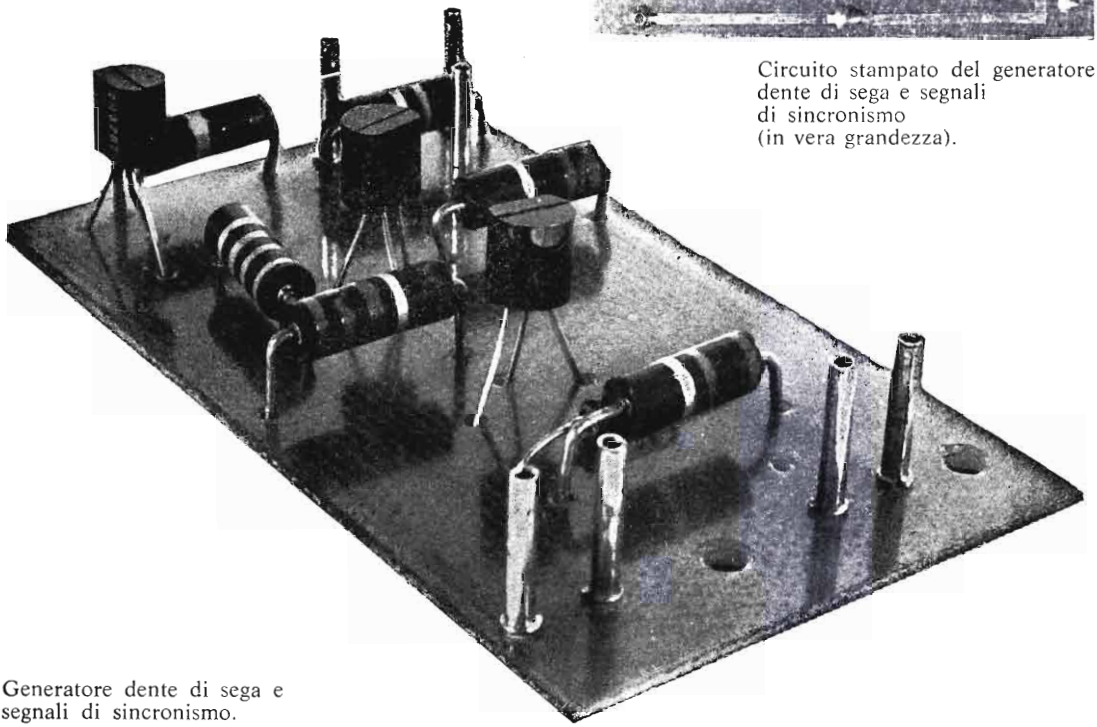
Schema elettrico del minioscilloscopio.
Tutte le resistenze da 0,5 W di dissipazione con tolleranza 5 %.

L'amplificatore verticale è formato da due stadi accoppiati fra loro direttamente: Q_1 e Q_2. Lo stadio Q_1 ha la funzione di aumentare l'impedenza di ingresso dell'amplificatore stesso essendo collegato a « emitter follower ». Il guadagno in tensione di questo stadio è al massimo uguale a 1. L'impedenza di ingresso di Q_1 è così molto alta per cui l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore Y è molto prossima alla resistenza del potenziometro R_{28} che ha la funzione di variarne la sensibilità. A cursore di R_{28} regolato per la massima sensibilità si ha un'impedenza d'ingresso di circa 150 kΩ. Lo stadio Q_2

ha poi la funzione di amplificare in tensione il segnale da visualizzare (che viene inviato all'ingresso Y) fino a un livello sufficiente al pilotaggio delle placchette di deflessione verticale del tubo a raggi catodici. Al fine di centrare la condizione di miglior bilanciamento il potenziometro semifisso R_{23}, avente la funzione di polarizzare la base di Q_1, viene regolato per una tensione di collettore di Q_2 di $+75$ V. In questo modo dal suindicato collettore è possibile prelevare un segnale avente una tensione massima di pp (picco-picco) di 140 V. Quest'ultimo valore è sufficiente al pilotaggio delle placchette verticali di V_2. Il condensatore C_{11} (figura 137) ha quindi la funzione di trasferire il segnale Y alla placchetta di deflessione verticale Y_1 di V_2.



Circuito stampato del generatore dente di sega e segnali di sincronismo (in vera grandezza).



Generatore dente di sega e segnali di sincronismo.

L'amplificatore orizzontale (X) è costituito dai due stadi Q_3 e Q_4 ed è perfettamente uguale all'amplificatore verticale in ogni più piccolo dettaglio. Perciò quanto detto per l'amplificatore Y è del tutto valido anche per l'amplificatore X.
Il generatore a dente di sega è costituito dal generatore vero e proprio Q_7 (TIS43, « unijunction ») e da Q_8 avente la funzione di « emitter follower ».
Il circuito di principio del generatore di onde a dente di sega è illustrato in figura 138.

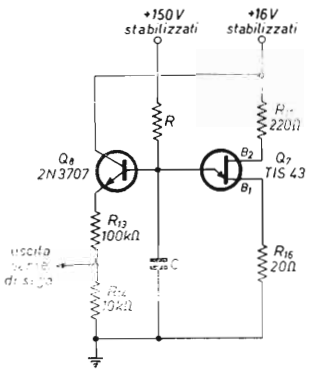


Figura 138

Schema di principio del generatore di onde a dente di sega. I valori delle resistenze R_{13} ... R_{16} corrispondono a quelli riportati in figura 137.

Il condensatore C viene caricato dalla tensione di alimentazione del circuito (+150 V) tramite la resistenza R (figura 138). Il tempo impiegato per la carica di C dipende dal prodotto RC e cioè dalla costante di tempo così ottenuta (a parità di tensione di carica). Quando la tensione ai capi di C raggiunge un valore pari a 0,7 volte il valore della tensione di B_2 del transistor « unijunction » TIS43 l'emittore corrispondente cortocircuita a massa la suindicata tensione di carica.
Pertanto per $V_{B2} = 16$ V si ha una tensione di scarica di 12 V.
In questo modo si forma l'onda a dente di sega.

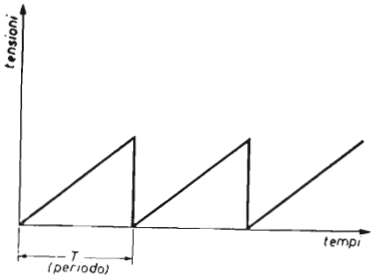


Figura 139

Forma d'onda del dente di sega.

Per meglio comprendere ciò consideriamo le seguenti fasi:

1) All'istante 0 il condensatore C (figura 138 si trova a tensione nulla.
2) Col passare del tempo (con velocità dipendente da RC) la tensione cresce ai capi di C.
3) Quando lale tensione raggiunge il valore di 12 V il transistor « unijunction » la scarica a massa e quindi ai capi di C la tensione ritorna a essere nulla.
4) In un istante successivo la tensione ai capi di C riprende a crescere esattamente come al punto 2) determinando così un secondo ciclo a dente di sega.

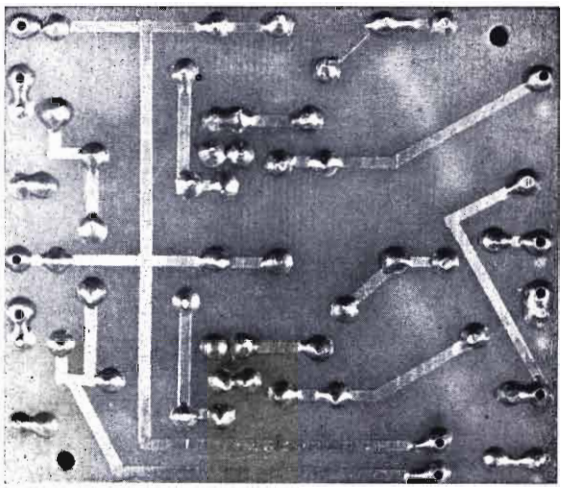
Il segnale a dente di sega ha una forma d'onda illustrata in figura 139. Il periodo T e quindi la frequenza dell'onda a dente di sega dipende dal prodotto RC (a parità di tensione V_{B2}). Per questo sono stati scelti diversi valori di C (C_6, C_7 e C_8 di figura 137) che permettono, operando su R_{11} (regolatore fine di frequenza), di ottenere le seguenti tre gamme (tabella 15).

Tabella 15 - *Gamme d'onda del generatore di dente di sega.*

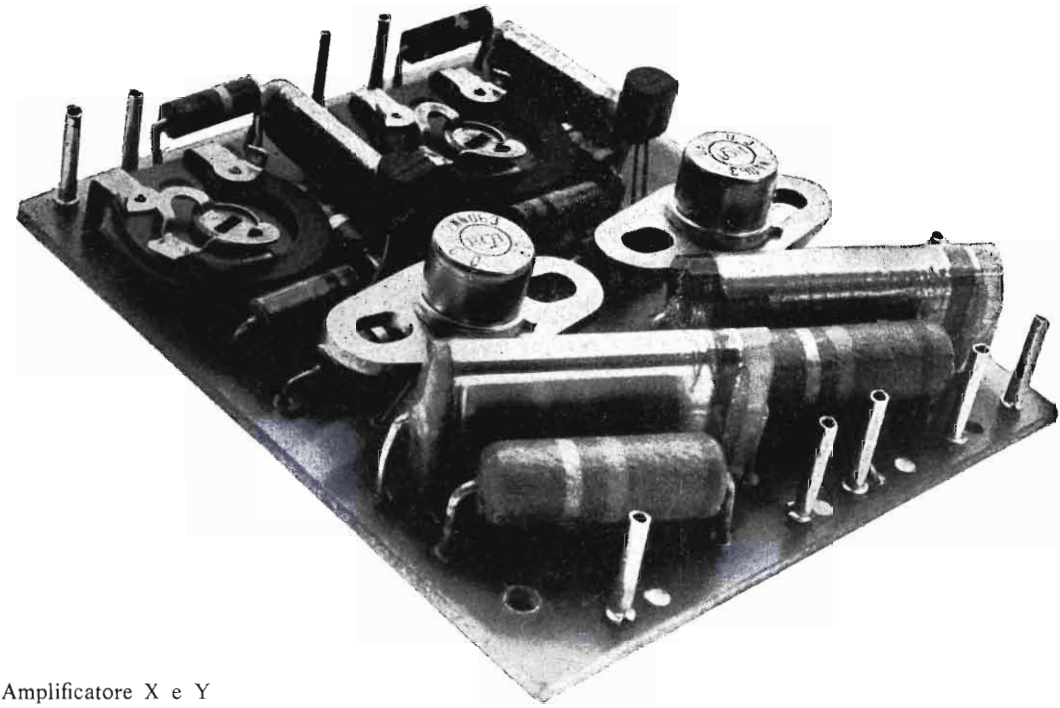
condensatore (figura 137)	capacità (μF)	campo di frequenza (Hz)
C_6	1,0	6 ÷ 56
C_7	0,1	55 ÷ 550
C_8	0,01	540 ÷ 5400

Lo stadio Q_8 (figura 137) rende poi possibile il trasferimento dell'onda a dente di sega dall'emittore di Q_7 (tramite R_{13} e R_{14}) al circuito successivo che è costituito dall'amplificatore X. Il collegamento tra i punti U e X (figura 137) è stato tratteggiato per indicare che viene effettuato mediante un ponticello esterno. Il segnale a dente di sega viene così amplificato per il pilotaggio delle placchette di deflessione orizzontale del tubo a raggi catodici.
Ai fini di una buona linearità della rampa di salita la tensione di alimentazione del gruppo RC (e cioè R_{10}, R_{11}, R_{12} e C_6, C_7, C_8) è stata scelta molto alta rispetto alla massima tensione di carica di C (cioè C_6, C_7 o C_8 a seconda della posizione del commutatore CT_1). Infatti le due tensioni suindicate sono rispettivamente 150 V e 12 V. Per una migliore stabilità dell'onda a dente di sega queste due tensioni devono essere stabilizzate.
Il sincronismo (necessario per fermare stabilmente l'immagine sullo schermo) viene poi ottenuto annullando la differenza di fase esistente il segnale da visualizzare (inviato all'ingresso Y) e l'onda a dente di sega (creatrice dell'asse dei tempi).

A ciò provvede il generatore di segnali di sincronismo (Q_5, Q_6 e Q_7 di figura 137). Questo generatore preleva una parte del segnale in uscita dall'amplificatore Y mediante il potenziometro semifisso R_{20} che funziona da regolatore di « volume di sincronismi » e lo invia alla base di Q_5 che funziona da squadratore.

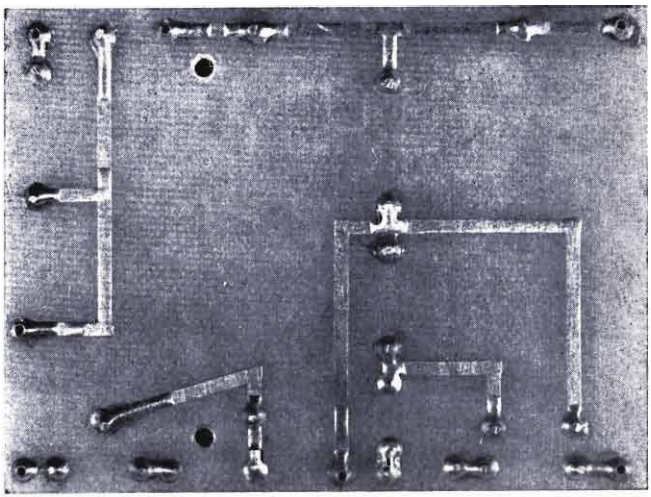


Circuito stampato dell'amplificatore X e Y (in vera grandezza)

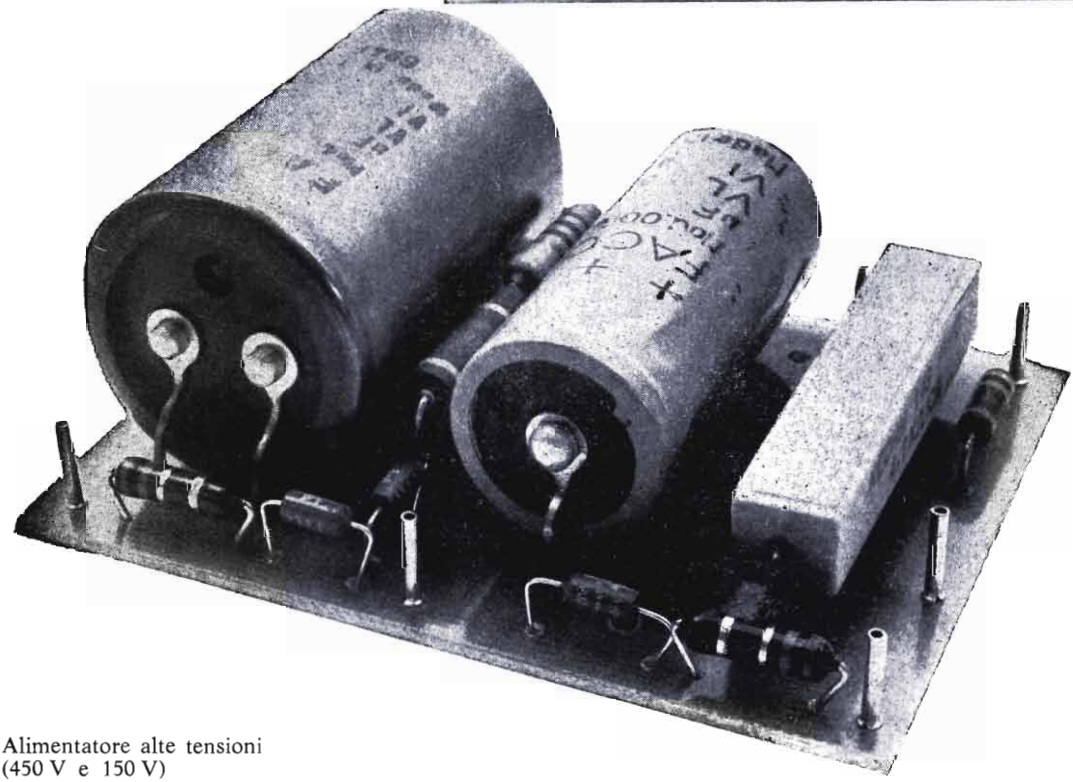


Amplificatore X e Y

Q_5 (figura 137) lavora in saturazione quando è presente un segnale all'ingresso Y ed allo stato di interdizione quando tale segnale è assente. In ultima sintesi Q_5 rende molto ripidi i fronti d'onda del segnale presente sull'emittore di Q_2.



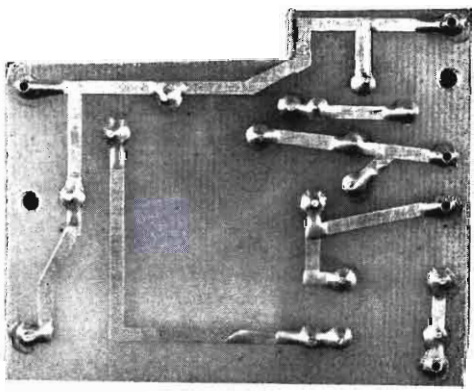
Circuito stampato alimentatore alte tensioni (450 V e 150 V) (in vera grandezza)

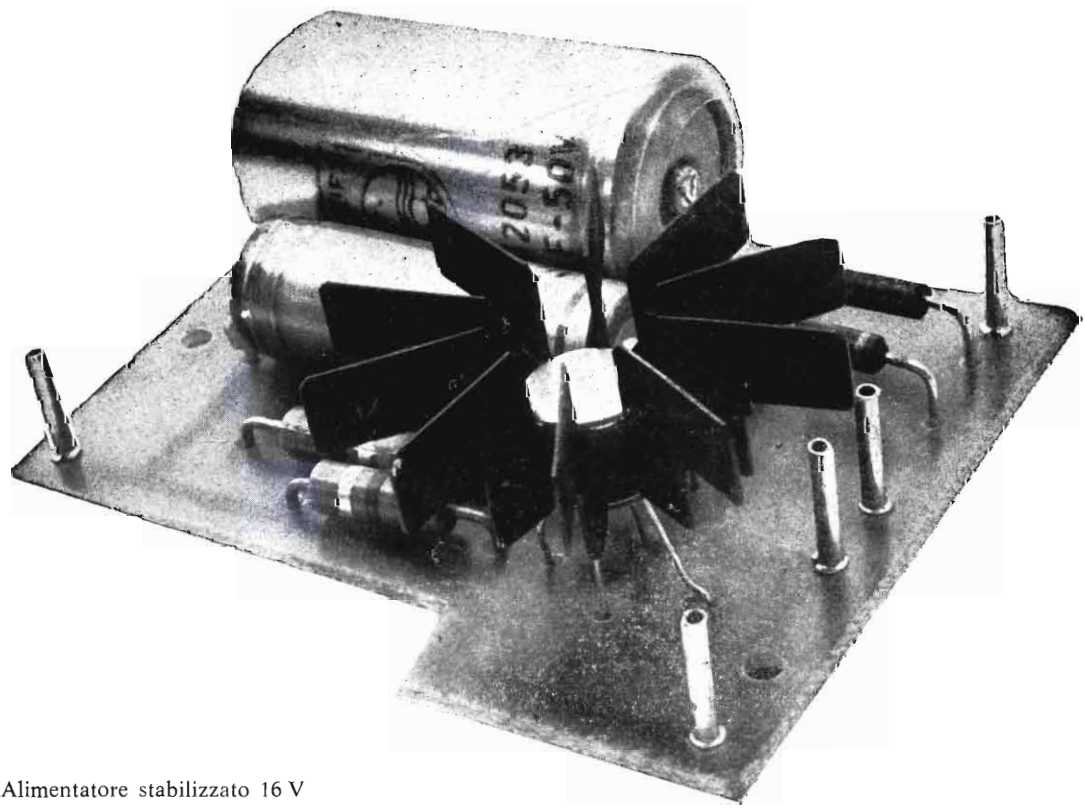


Alimentatore alte tensioni (450 V e 150 V)

La capacità C_{10} è stata scelta di valore particolarmente basso (6.800 pF) in modo da formare con R_{17} una costante di tempo molto bassa. Per effetto di ciò il gruppo C_{10}-R_{17} funziona da differenziatore e lascia passare perciò solo il ripido fronte d'onda di salita e di discesa del segnale squadrato.

Circuito stampato
alimentatore stabilizzato 16 V
(in vera grandezza)





Alimentatore stabilizzato 16 V

Ai capi di R_{17} (figura 137) sono presenti quindi impulsi molto brevi e perfettamente in fase col segnale da visualizzare (inviato all'ingresso Y). Il diodo D_7 elimina poi le semionde negative presenti nei suindicati impulsi in modo da permetterne l'alimentazione dalla base B_2 di Q_6.
Il transistore « unijunction » (Q_6) è normalmente interdetto e passa allo stato di conducibilità quando arrivano gli impulsi suindicati. Ciò annulla l'eventuale tensione di carica C_7 (oppure C_8 o C_6) a seconda della posizione di CT_1) in quanto, in questo stesso istante, la tensione di innesco di Q_6 viene portata praticamente a zero.
Nell'istante successivo (passato l'impulso) la base B_2 di Q_6 assume la tensione di 16 V e la rampa del dente di sega ricomincia a salire.
L'onda a dente di sega verrà quindi automaticamente messa in fase col segnale da visualizzare mediante un sistema che potremmo definire a coincidenza tra l'inizio del fronte d'onda di entrambi i segnali.
Completano il circuito del minioscilloscopio i seguenti generatori di tensione continua (precedentemente accennati):

1) Alimentatore di alta tensione (+450 V) per le placchette di deflessione del tubo a raggi catodici costituito da T_1 (secondario 320 V), D_1 e D_2 con filtro C_1, R_3 e C_2 (figura 137).
   Questo alimentatore raddrizza le sole semionde positive e utilizza due diodi (BYX100) da 800 V di massima tensione inversa collegati fra loro in serie. Non è risultato necessario inserire in parallelo a questi due diodi partitori resistivi o capacitivi.
2) Alimentatore di tensione stabilizzata per il pilota delle placchette di deflessione e per il generatore di dente di sega (+150 V). Questo alimentatore utilizza la presa a 170 V del secondario alta tensione di T_1, il diodo D_3 e il tubo a gas V_1 (0A2). Anche in questo alimentatore vengono raddrizzate le sole semionde positive e la stabilizzazione viene ottenuta utilizzando un tubo a gas mediante un sistema di regolazione in parallelo.
3) Alimentatore di tensione stabilizzata per Q_1, Q_3, Q_5, Q_6 Q_7 e Q_8 (16 V).
   Anche per questo terzo alimentatore vengono raddrizzate le sole semionde positive utilizzando un secondario a bassa tensione di T_1 (figura 137) e il diodo D_5. Anche in questo caso la stabilizzazione viene fatta con regolazione in parallelo utilizzando il diodo zener D_6 e il transistor Q_9.
   Questo tipo di alimentatore stabilizzato è abbastanza insolito per la sua semplicità e per le sue ottime caratteristiche di stabilità.

4) Alimentatore di tensione variabile negativa (da 0 a 21 V) per la polarizzazione di G_1 del tubo a raggi catodici e quindi per la regolazione della luminosità dell'immagine sullo schermo. Questo alimentatore utilizza lo stesso secondario dell'alimentatore 3) e raddrizza le sole semionde negative tramite D_4. La regolazione della tensione viene fatta agendo sul potenziometro R_7 che permette di ottenere la suindicata escursione di tensione negativa.

Taratura e modalità di impiego

La taratura richiede la regolazione dei potenziometri R_{20}, R_{23} e R_{32}.

Il potenziometro R_{20} (che funziona da regolatore di « volume di sincronismo ») deve essere regolato fino a ottenere un'immagine sullo schermo ferma e stabile anche per lungo tempo.

Il potenziometro R_{23} (bilanciamento amplificatore verticale) deve essere regolato per una tensione di collettore di Q_2 di 75 V (figura 137).

Il potenziometro R_{32} (bilanciamento amplificatore orizzontale) deve essere regolato per una tensione di collettore di Q_4 di 75 V (figura 137).

Effettuate queste tarature il minioscilloscopio è pronto per funzionare.

Come già detto i modi di funzionamento sono due:

1) visualizzazione della forma d'onda (con sincronismo automatico);
2) visualizzazione di immagini di combinazione tra due segnali (X e Y).

Per il primo modo di funzionamento occorre stabilire (mediante un ponticello esterno) un collegamento tra i punti U e X (figura 137) che terminano sul pannello frontale con due morsetti a serrafilo (vedi foto).

Il terminale U è contrassegnato con un simbolo che rappresenta l'onda a dente di sega. Il segnale da visualizzare viene quindi applicato all'ingresso Y. La visualizzazione del segnale viene fatta effettuando le seguenti regolazioni:

— R_{28} (contrassegnato con la lettera Y sul pannello frontale che regola la sensibilità verticale;
— R_{11}, e CT_1 che regolano la frequenza dell'onda a dente di sega e che permettono quindi di variare il tempo sull'asse orizzontale (X); regolando questi componenti si potranno avere sullo schermo uno o più periodi del segnale da visualizzare;
— R_{29} (contrassegnato con la lettera X sul pannello frontale) che regola la sensibilità orizzontale e quindi, in questo caso particolare, l'ampiezza dell'onda a dente di sega (cioè in ultima analisi l'ampiezza della traccia orizzontale sullo schermo);
— R_7 che regola la luminosità della traccia sullo schermo.

Per il secondo modo di funzionamento il ponticello U-X viene rimosso e di conseguenza rimane escluso anche il generatore di onde a dente di sega. I due ingressi X e Y (figura 137) sono così contemporaneamente accessibili ai due segnali di cui si vuole vedere la combinazione (come precedentemente indicato).
Le regolazioni da effettuare sono le seguenti:

— R_{28} per la sensibilità verticale;
— R_{29} per la sensibilità orizzontale;
— R_7 per la luminosità della traccia sullo schermo.

Variazioni possibili

Per chi lo desiderasse è possibile equipaggiare il minioscilloscopio con un tubo a raggi catodici con schermo di diametro maggiore (7 cm) effettuando alcune modiche non radicali. In questo caso il tubo a raggi catodici da impiegare deve essere il DG7-31 al posto del DH3-91.
La sostituzione comporta le modifiche sotto riportate.

1) Alimentazione dei transistori Q_2 e Q_4 con una tensione stabilizzata a 260 V sostituendo R_{22} e R_{36} con resistenze da 120 kΩ (aventi 2 W di dissipazione e con tolleranza del 5 %). I potenziometri R_{23} e R_{32} devono essere regolati per una tensione di collettore di Q_2 e Q_4, rispettivamente, di 130 V.

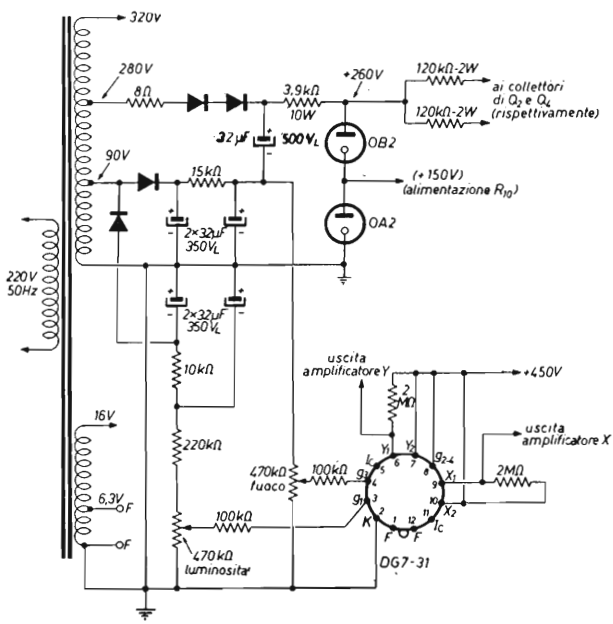


Figura 140

Schema relativo alle modifiche che bisogna introdurre per sostituire il tubo a raggi catodici DH3-91 (2,5 cm) col tubo DG7-31 (7 cm).
Tutti i diodi sono BYX10 e tutte le resistenze sono da 0,5 W di dissipazione e 5 % di tolleranza, salvo altrimenti indicato.
Il trasformatore di alimentazione che sostituisce T_1 (figura 137) ha i seguenti secondari:
320 V 50 mA) con prese intermedie a 280 V e 90 V;
16 V (0,6 A) con presa a 6,3 V.

2) Tensione per la regolazione della luminosità della traccia sullo schermo compresa tra —50 e —100 V.
3) Allestimento di un nuovo generatore di tensione continua variabile tra 0 e +120 V per la regolazione della messa a fuoco della traccia sullo schermo (questo tipo di regolazione era inesistente col tubo DH3-91 in quanto era a fuoco fisso).
4) Collegamenti sullo zoccolo del tubo a raggi catodici modificati.

Tutte queste modifiche sono indicate sommariamente nello schema di figura 140. Le altre parti del circuito non riportate in questo schema non devono subire modifiche.

T_1	trasformatore alimentazione — primario: 220 V — secondario alta tensione: 320 V, 50 mA con presa a 170 V — secondario bassa tensione: 16 V, 0,6 A con presa a 6,3 V.
D_1-D_2 ... D_5	BYX10 diodi raddrizzatori aventi 800 V di massima tensione inversa
D_6	BZX88-C16 diodo zener avente tensione di lavoro di 16 V e massima dissipazione di potenza di 0,5 W
Q_1 Q_3 Q_5 Q_6 Q_8	2N3707 sostituibile con il BC109C o BC149C
Q_7	TIS43 « unijunction » sostituibile col 2N4870 o 2N4948
Q_2 Q_4	2N4063
Q_9	2N1711 sostituibile con 2N1613
V_1	OA2
V_2	DH3-91
CT_1	commutatore una via a tre posizioni (il contatto mobile deve essere del tipo cortocircuitante)
CT_2	interruttore rete (220 V) bipolare.

INDICE

Prefazione pag. 5

Capitolo I - Alimentatori di tensione continua

1.0 - Alimentatori non stabilizzati di tensione continua » 7

1.1 - Alimentatori stabilizzati di tensione continua » 32

1.2 - Alimentatori stabilizzati a tubi termoionici » 36

1.3 - Alimentatore stabilizzato a tubi da 120 a 220 V con erogazione massima di 50 mA » 44

1.4 - Alimentatore stabilizzato a tubi da 170 V a 270 V con erogazione massima di 100 mA » 50

1.5 - Alimentatore stabilizzato da 0 a 620 V con erogazione massima di 100 mA a tubi termoionici » 57

1.6 - Alimentatori stabilizzati allo stato solido » 71

1.7 - Alimentatore stabilizzato allo stato solido da 5,5 V a 19 V con erogazione massima di 2 A e protezione a soglia controllabile » 82

1.8 - Alimentatore stabilizzato allo stato solido da 0 a 35 V con erogazione massima di 2,5 A e protezione a soglia controllabile » 93

1.9 - I diodi controllati negli alimentatori di tensione continua non stabilizzati » 104

1.10 - I circuiti integrati negli alimentatori di tensione continua stabilizzati » 107

Capitolo II - Strumenti di misura e di controllo

2.0 - Strumenti di misura e di controllo » 113

2.1 - Voltmetri elettronici per tensione continua » 114

2.2 - Voltmetro elettronico elettrometrico per tensione continua a tubi termoionici » 119

2.3 - Voltmetri elettronici per tensioni alternate » 133

2.4 - Voltmetro elettronico selettivo da 370 Hz a 21.200 Hz a tubi termoionici » 139

2.5 - Rivelatore di segnali » 154

2.6 - Rivelatore di segnali allo stato solido » 160

2.7 - Misuratori di onde stazionarie » 164

2.8 - Accoppiatore direzionale per 144-432 MHz » 175

2.9 - La linea coassiale fessurata » 181

2.10 - Misuratori di frequenza » 199

2.11 - Frequenzimetro allo stato solido da 1,7 MHz a 229 MHz » 203

2.12 - Wattmetri per radio frequenza » 213

2.13 - Generatori di onde sinusoidali per bassa frequenza » 217

2.14 - Generatore di onde sinusoidali allo stato solido da 15 Hz a 20 kHz » 223

2.15 - Minioscilloscopio transistorizzato per bassa frequenza » 231

Prezzo L. 4.500